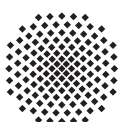
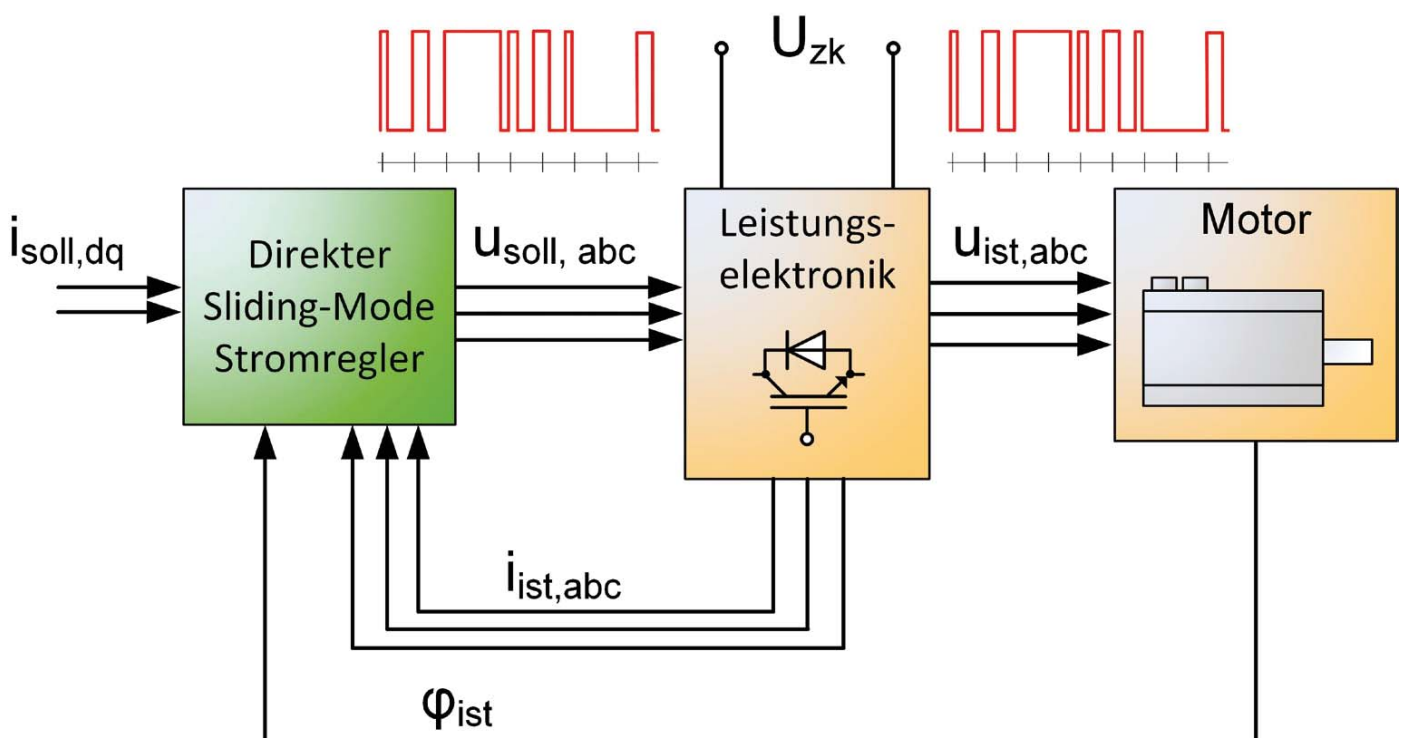


IGOR LAPTEV

Direkte Sliding-Mode-Stromregelung von Vorschubantrieben



Herausgeber:

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Thomas Bauernhansl

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. mult. Alexander Verl

Univ.-Prof. a. D. Dr.-Ing. Prof. E.h. Dr.-Ing. E.h. Dr. h.c. mult. Engelbert Westkämper

Igor Laptev

**Direkte Sliding-Mode-Stromregelung von
Vorschubantrieben**

Kontaktadresse:

Fraunhofer-Institut für Produktionstechnik und Automatisierung IPA, Stuttgart
Nobelstraße 12, 70569 Stuttgart
Telefon 0711 970-00, Telefax 0711 970-1399
info@ipa.fraunhofer.de, www.ipa.fraunhofer.de

STUTTGARTER BEITRÄGE ZUR PRODUKTIONSFORSCHUNG**Herausgeber:**

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Thomas Bauernhansl
Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. mult. Alexander Verl
Univ.-Prof. a. D. Dr.-Ing. Prof. E.h. Dr.-Ing. E.h. Dr. h.c. mult. Engelbert Westkämper

Fraunhofer-Institut für Produktionstechnik und Automatisierung IPA, Stuttgart
Institut für Industrielle Fertigung und Fabrikbetrieb (IFF) der Universität Stuttgart
Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen (ISW)
der Universität Stuttgart

Titelbild: © Igor Laptev

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über www.dnb.de abrufbar.

ISSN: 2195-2892

ISBN (Print): 978-3-8396-1243-9

D 93

Zugl.: Stuttgart, Univ., Diss., 2017

Druck: Mediendienstleistungen des Fraunhofer-Informationszentrum Raum und Bau IRB, Stuttgart
Für den Druck des Buches wurde chlor- und säurefreies Papier verwendet.

© by **FRAUNHOFER VERLAG**, 2017

Fraunhofer-Informationszentrum Raum und Bau IRB
Postfach 800469, 70504 Stuttgart
Nobelstraße 12, 70569 Stuttgart
Telefon 0711 970-2500
Telefax 0711 970-2508
E-Mail verlag@fraunhofer.de
URL <http://verlag.fraunhofer.de>

Alle Rechte vorbehalten

Dieses Werk ist einschließlich aller seiner Teile urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung, die über die engen Grenzen des Urheberrechtsgesetzes hinausgeht, ist ohne schriftliche Zustimmung des Verlages unzulässig und strafbar. Dies gilt insbesondere für Vervielfältigungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen sowie die Speicherung in elektronischen Systemen.

Die Wiedergabe von Warenbezeichnungen und Handelsnamen in diesem Buch berechtigt nicht zu der Annahme, dass solche Bezeichnungen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und deshalb von jedermann benutzt werden dürften. Soweit in diesem Werk direkt oder indirekt auf Gesetze, Vorschriften oder Richtlinien (z.B. DIN, VDI) Bezug genommen oder aus ihnen zitiert worden ist, kann der Verlag keine Gewähr für Richtigkeit, Vollständigkeit oder Aktualität übernehmen.

GELEITWORT DER HERAUSGEBER

Produktionswissenschaftliche Forschungsfragen entstehen in der Regel im Anwendungszusammenhang, die Produktionsforschung ist also weitgehend erfahrungsbasiert. Der wissenschaftliche Anspruch der „Stuttgarter Beiträge zur Produktionsforschung“ liegt unter anderem darin, Dissertation für Dissertation ein übergreifendes ganzheitliches Theoriegebäude der Produktion zu erstellen.

Die Herausgeber dieser Dissertations-Reihe leiten gemeinsam das Fraunhofer-Institut für Produktionstechnik und Automatisierung IPA und jeweils ein Institut der Fakultät für Konstruktions-, Produktions- und Fahrzeugtechnik an der Universität Stuttgart.

Die von ihnen betreuten Dissertationen sind der marktorientierten Nachhaltigkeit verpflichtet, ihr Ansatz ist systemisch und interdisziplinär. Die Autoren bearbeiten anspruchsvolle Forschungsfragen im Spannungsfeld zwischen theoretischen Grundlagen und industrieller Anwendung.

Die „Stuttgarter Beiträge zur Produktionsforschung“ ersetzt die Reihen „IPA-IAO Forschung und Praxis“ (Hrsg. H.J. Warnecke / H.-J. Bullinger / E. Westkämper / D. Spath) bzw. ISW Forschung und Praxis (Hrsg. G. Stute / G. Pritschow / A. Verl). In den vergangenen Jahrzehnten sind darin über 800 Dissertationen erschienen.

Der Strukturwandel in den Industrien unseres Landes muss auch in der Forschung in einen globalen Zusammenhang gestellt werden. Der reine Fokus auf Erkenntnisgewinn ist zu eindimensional. Die „Stuttgarter Beiträge zur Produktionsforschung“ zielen also darauf ab, mittelfristig Lösungen für den Markt anzubieten. Daher konzentrieren sich die Stuttgarter produktionstechnischen Institute auf das Thema ganzheitliche Produktion in den Kernindustrien Deutschlands. Die leitende Forschungsfrage der Arbeiten ist: Wie können wir nachhaltig mit einem hohen Wertschöpfungsanteil in Deutschland für einen globalen Markt produzieren?

Wir wünschen den Autoren, dass ihre „Stuttgarter Beiträge zur Produktionsforschung“ in der breiten Fachwelt als substanziell wahrgenommen werden und so die Produktionsforschung weltweit voranbringen.

Alexander Verl

Thomas Bauernhansl

Engelbert Westkämper

Direkte Sliding-Mode-Stromregelung von Vorschubantrieben

Von der Fakultät Konstruktions-, Produktions- und Fahrzeugtechnik
der Universität Stuttgart
zur Erlangung der Würde eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von

Igor Laptev
aus Pavlodar

Hauptberichter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. mult. Alexander Verl
Mitberichter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Nejila Parspour

Tag der mündlichen Prüfung: 10.05.2017

Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen
und Fertigungseinrichtungen der Universität Stuttgart

2017

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen (ISW) der Universität Stuttgart.

Herzlich möchte ich dem Leiter des Instituts, Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. mult. Alexander Verl, für die Möglichkeit zur Durchführung der Arbeit sowie für die Übernahme des Hauptberichts danken.

Bei Frau Prof. Dr.-Ing. Nejila Parspour möchte ich mich für die Übernahme des Mitberichtes bedanken.

Mein besonderer Dank gilt dem PhD, PEng, Associate Professor Kaan Erkorkmatz für die wissenschaftliche Unterstützung.

Allen ISW-Kollegen möchte ich für die fachlichen Diskussionen und tatkräftigen Beihilfen bei den praktischen Untersuchungen danken.

Großer Dank gebührt meiner Familie für den Beistand und die Motivation während der Promotion.

Igor Laptev

Kurzfassung

Als innerste Kaskade der Regelung elektrischer Vorschubantriebe muss die Stromregelung mehreren konkurrierenden Anforderungen wie gute dynamische Eigenschaften, große Robustheit sowie energieeffiziente Arbeitsweise gerecht werden. Dies ist unter anderem wegen den nichtlinearen Eigenschaften der Leistungselektronik nicht trivial. Das Stellglied der Stromregelung besitzt einen schaltenden Charakter und frequenzabhängige Schaltverluste. Die klassische PI-Stromregelung kann diese Eigenschaften lediglich indirekt, mittels einer nachgeschalteten Pulsweitenmodulation berücksichtigen. Durch diese Struktur werden die Eigenschaften der Stromregelung und letztendlich des gesamten Vorschubantriebs verschlechtert.

Das **Ziel vorliegender Arbeit** ist die Steigerung der Effizienz elektrischer Vorschubantriebe durch den Einsatz eines neuen direkten Stromregelungskonzeptes. Die neue Regelung soll den oben genannten konkurrierenden Anforderungen besser genügen, als es die zurzeit standardmäßig eingesetzte PI-Stromregelung mit Pulsweitenmodulation ermöglicht.

Als **Lösungsansatz** wird eine sogenannte Sliding-Mode-Regelung (Englisch: Sliding Mode Control, SMC) vorgeschlagen, die in der Regelungstechnik seit Jahrzehnten bekannt ist. Sie hebt sich dabei besonders durch die hohe Robustheit und Dynamik hervor. SMC besitzt einen schaltenden Charakter und ist dadurch prinzipiell gut geeignet für den Einsatz an schaltender Leistungselektronik. Die bekannten Sliding-Mode-Stromregler (SM-Stromregler) weisen jedoch Defizite in Bezug auf hohe Anforderungen an die Regelung der Vorschubachsen auf. In der vorliegenden Arbeit wird daher eine neue direkte Sliding-Mode-Stromregelung für Servoantriebe in Vorschubachsen entwickelt. Die wesentlichen Nachteile bereits bekannter SM-Stromregler werden dabei durch die besondere Reglerstruktur beseitigt, die sich sowohl in phasenbezogenen Koordinaten als auch in feldorientierten Koordinaten des Motors befindet.

Durch den Einsatz von SMC wird ein bedarfsgerechtes Schalten der Leistungselektronik gewährleistet, wodurch die Energieeffizienz des Antriebs erhöht wird. Des Weiteren bietet SMC ein robustes Regelverhalten bei sehr guten dynamischen Eigenschaften. Die erzielten Ergebnisse zeigen, dass die neue direkte SM-Stromregelung der klassischen PI-Regelung in vielen Gesichtspunkten überlegend ist und versprechen einen Einsatz mit guten wirtschaftlichen Aussichten.

Die vorliegende Arbeit weist einen klassischen Aufbau auf. Zunächst wird im Kapitel **Wissenschaftlich-technische Problemstellung** Stand der Technik in modernen Vorschubantrieben mit den Vor- und Nachteilen herkömmlicher Stromregelung beschrieben. Daraus wird die Zielsetzung für diese Arbeit abgeleitet.

Im Kapitel **Stand der Forschung** werden bekannte Alternativen zum Stand der Technik im Einzelnen beschrieben und klassifiziert. Besondere Aufmerksamkeit ist den direkten Stromregelverfahren und den Reglern auf SMC-Basis gewidmet. Die Defizite bekannter Stromregelverfahren werden abschließend zusammengefasst. Ausgehend aus dem beschriebenen Stand der Forschung wird der Entwurf eines neuen direkten Sliding-Mode-Stromreglers als Lösungseinsatz vorgeschlagen.

Im Kapitel **Reglerentwurf** wird auf die Entwicklung der neuen direkten Sliding-Mode-Stromregelung detailliert eingegangen. Neben dem Entwurf des Regelgesetzes wird die Stabilität der Regelung untersucht. Eine anschauliche Erklärung der SM-Stromregelung ist in ein separates Unterkapitel ausgegliedert und trägt zum besseren Verständnis des theoretischen Teils bei. Des Weiteren werden anhand eines vereinfachten Antriebsmodels Vorschriften für die Reglerparametrierung ausgearbeitet.

Im Kapitel **Simulative Untersuchung** werden anhand eines detaillierten Modells eines Vorschubantriebs Präzision, dynamische Eigenschaften, Robustheit und Energieeffizienz der direkten SM-Stromregelung untersucht. Zum Vergleich wird die herkömmliche Stromregelung ebenso simuliert. Die Simulationsergebnisse

werden miteinander verglichen und bewertet. Des Weiteren wird der Einfluss der neuen Stromregelung auf die äußeren Regelkaskaden untersucht und bewertet.

Die erzielten theoretischen Ergebnisse werden im Kapitel **Experimentelle Verifikation am Versuchsstand** unter Beweis gestellt. Zunächst wird der Aufbau des Versuchsstandes vorgestellt und die Besonderheiten der Implementierung erläutert. Experimentelle Untersuchungen stellen den Kern dieses Kapitels dar. Der entworfene Regler wird in der Praxis erprobt. Die Eigenschaften der direkten Sliding-Mode-Stromregelung werden durch unmittelbaren messtechnischen Vergleich mit dem Stand der Technik bewertet.

Im Kapitel **Zusammenfassung und Ausblick** werden die wesentlichen erzielten Ergebnisse zusammengefasst und kritisch bewertet. Mit den Anmerkungen zur möglichen Weiterentwicklung der direkten Sliding-Mode-Stromregelung wird die vorliegende Arbeit abgeschlossen.

Short Summary

As the innermost control cascade of modern feed drives the current control needs to accomplish several competing requirements such as high precision, good dynamic characteristics, high robustness and energy efficiency. This is not trivial, inter alia because of the nonlinear characteristics of the power electronics. The controlling element of the current control has a switching character and frequency-dependent switching losses. The classical PI current control can take into account these properties only indirectly by means of a pulse width modulation. The properties of the current control and of the feed drive are impaired by this indirect approach.

The **aim of the present work** is to increase the efficiency of modern feed drives through the use of a new direct current control concept. The new scheme should meet the above competing demands better than the default PI current controller with pulse width modulation.

As a **solution**, a so-called sliding mode control (SMC) is used, which is known in control theory for decades and is characterized by its good control qualities. SMC also has a switching character and is therefore in principle well suited for use in power electronics. However, the known SMC current controller do not meet the high demands on the control of the feed axes. In the present work, a new direct sliding mode current control for servo drives in feed axes is developed. The main drawbacks of known SMC-current controllers are eliminated by the special control structure, which is given in phase-related coordinates as well as in field-oriented coordinates of the motor at the same time.

Through the usage of SMC a demand-driven switching of the power electronics ensures. Thereby the energy efficiency of the system is increased. In addition, SMC provides a robust control behavior with very good dynamic properties. The obtained results show that the new SMC direct current control is preferable to clas-

sical PI control in many aspects. They also promise success in the use of direct current control SMC as well as good economic prospects.

The present work has a classic structure. First, in chapter Statement of the Scientific and Technical Problem (**Wissenschaftlich-technische Problemstellung**) the state of the art in modern feed drives describes the advantages and disadvantages of conventional current control. From this, the objective of this work is derived.

In the chapter State of the Art (**Stand der Forschung**) alternatives to the prior art are described in detail and classified. Special attention is devoted to the direct current control method and the controls based on SMC. The deficits known current control methods are summarized. Starting from the state of the art, the design of a new direct sliding mode current controller is proposed as a suitable solution.

In chapter Controller Design (**Reglerentwurf**) the development of the novel direct sliding mode current control are discussed in detail. This chapter represents the core of the work. In addition to the design of the control law the stability is investigated. A clear explanation of the SMC-current control is outsourced to a separate subchapter and contributes to a better understanding of the theoretical part. Further provisions related to the controller configuration are worked out on the basis of a simplified drive model.

In chapter Simulative Study (**Simulative Untersuchung**) the precision, dynamic properties, durability and energy efficiency of the direct SMC-current control are examined on the basis of detailed model of the feed drive. For comparison, the conventional power control is also simulated. The simulation results are compared and evaluated. Furthermore, the influence of the new current control on outer control cascade is investigated and evaluated.

The obtained theoretical results are provided in the chapter Verification on the Test Stand (**Experimentelle Verifikation am Versuchsstand**). First, the structure of the test stand is presented and the specifics of implementation are explained. Ex-

perimental studies represent the core of this chapter. The designed controller is tested in practice. The characteristics of direct sliding mode current control are analyzed by direct metrological comparison with the prior art.

In Chapter Summary and Outlook (**Zusammenfassung und Ausblick**) the main achieved results are summarized and critically evaluated. The present work is completed with the comments to the further possible development of the direct sliding mode current control.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	III
Short Summary	VI
Abkürzungen, Formelzeichen und Indizes	XII
1 Wissenschaftlich-technische Problemstellung	1
1.1 Ausgangssituation und Motivation	1
1.2 Zielsetzung und Vorgehensweise	7
2 Stand der Forschung	9
2.1 PWM-Verfahren mit reduzierter und variabler Schaltfrequenz	9
2.2 Direkte Stromregelung	12
2.2.1 Zweipunktregelung	12
2.2.2 Direkte Stromregelung mit fester Schaltfrequenz	14
2.2.3 Direkte Stromregelung mit variabler Schaltfrequenz	15
2.2.4 Zusammenfassung der existierenden DCC-Verfahren	21
2.3 Sliding-Mode-Stromregelung	23
2.3.1 SM-Stromregler in dq-Koordinatensystem mit Modulator	23
2.3.2 SM-Stromregler in dq-Koordinatensystem mit Tabelle	24
2.3.3 SM-Stromregler in Phasenkoordinaten	26
2.3.4 Zusammenfassung der existierenden SM-Stromregelverfahren	28
2.4 Direkte Momentenregelung	30
2.5 Zusammenfassung der Defizite und Lösungsansatz	34
3 Reglerentwurf	37
3.1 Einführung in die Sliding-Mode-Regelung	37
3.2 Mathematisches Modell einer permanenterregten Synchronmaschine	42
3.3 Entwurf der SM-Stromregelung und Beweis der Stabilität	45
3.4 Erweiterung der Reglerstruktur	57
3.5 Anschauliche Erklärung der entwickelten SM-Stromregelung	62
3.6 Parametrierung des Reglers	65
3.6.1 Reduziertes Modell	65
3.6.1.1 Einphasige Beschreibung der Regelstrecke	65
3.6.1.2 Einphasige Beschreibung des direkten SM-Stromreglers	66

3.6.2	Schaltfrequenz und Stromrippel im einphasigen System	67
3.6.3	Analyse des Regelverhaltens in Abhängigkeit von Regelparametern	73
3.6.4	Strategie zur Reglerparametrierung	82
3.7	Zusammenfassung der Erkenntnisse	85
4	Simulative Untersuchung	87
4.1	Aufbau und Parametrierung des Simulationsmodells	87
4.2	Simulation der Stromregelung	91
4.3	Simulation der Drehzahlregelung	100
4.4	Simulation der Positionsregelung	106
4.5	Zusammenfassung der Simulationsergebnisse	111
5	Experimentelle Verifikation am Versuchsstand	112
5.1	Praktische Realisierung	112
5.1.1	Aufbau des Versuchsstandes	112
5.1.2	Implementierung und Parametrierung der Regelung	115
5.2	Messtechnische Untersuchungen	117
5.2.1	Regelungstechnischen Eigenschaften direkter SM-Stromregelung	117
5.2.1.1	Sprungantwort der Stromregelung	117
5.2.1.2	Stromverläufe beim konstanten Sollwert	119
5.2.1.3	Stromregelung bei einer kontinuierlichen Bewegung	120
5.2.1.4	Frequenzgangmessung	122
5.2.2	Auswirkungen auf die Drehzahlregelung	123
5.2.2.1	Sprungantwort des Drehzahlreglers	123
5.2.2.2	Führungsfrequenzgang der Drehzahlregelung	125
5.2.3	Auswirkungen auf die Lageregelung	126
5.2.3.1	Sprungantwort der Lageregelung	126
5.2.3.2	Stationärer Fall der Lageregelung	128
5.2.3.3	Führungsfrequenzgang der Lageregelung	130
5.2.4	Leistungsaufnahme	132
5.3	Zusammenfassung der messtechnischen Untersuchungen	139
6	Zusammenfassung und Ausblick	141
6.1	Zusammenfassung	141
6.2	Ausblick	143

7	Literatur	144
8	Anhang	156
8.1	Schaltzustände der Leistungselektronik	156
8.2	Transformationen und Transformationsmatrizen	159
8.2.1	Transformationen zwischen unterschiedlichen Koordinatensystemen	159
8.2.2	Transformationsmatrizen	160
8.3	Stabilität nach Ljapunov	162
8.4	Parameter des verwendeten Motors	163

Abkürzungen, Formelzeichen und Indizes

Abkürzungen

A/D	Analog / Digital
D/A	Digital / Analog
DCC	Direct Current Control (englisch)
DSP	Digital Signal Processor (englisch)
DSMS	Direkte Sliding-Mode-Stromregelung
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FPGA	Field Programmable Gate Array (englisch)
HDL	Hardware Description Language (englisch)
I/O	Input / Output (englisch)
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor (englisch)
KGT	Kugelgewindetrieb
LE	Leistungselektronik
MPC	Model Predictive Control
PI	Proportional-Integral
PMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
SM	Sliding Mode (englisch)
SMC	Sliding Mode Control (englisch)

Formelzeichen

-	Durch einen fetten Schriftschnitt werden Vektorgrößen gekennzeichnet
ΔQ	Breite der Hysterese im feldorientierten Koordinatensystem
λ	Parameter des SM-Stromreglers
ε	Fehlerfunktion
σ	Fehlerfunktion
φ	Winkel
Ψ	elektrisches Potenzial
ψ	Magnetischer Fluss
ω	Winkelgeschwindigkeit
A	Transformationsmatrix
E	Systemgröße
e	eulersche Zahl; Regelfehler
F	Frequenz; Systemgröße

f	Funktion
g	Funktion
I	Einheitsmatrix; Strom (konstanter Wert)
i	Strom (Momentanwert)
J	Trägheitsmoment
k	Konstante; Koeffizient
L	Induktivität
l	Zählvariable
M	Moment
m	Zählvariable
n	Zählvariable
p	Polpaarzahl
qV_{max}	Obere Grenze der Hysterese im feldorientierten Koordinatensystem
qV_{min}	Untere Grenze der Hysterese im feldorientierten Koordinatensystem
qS	Breite der Hysterese in Phasenkoordinaten
R	Widerstand
S	Schaltfunktion
s	Funktion; Laplasoperator; Schaltfunktion
$sign$	Signum-, bzw. Vorzeichenfunktion
T	Zeitkonstante
U	Funktion; Spannung (konstanter Wert)
u	Spannung (Momentanwert); Systemeingang
V	Ljapunov-Funktion
\mathcal{X}	singuläre Matrix
x	Zustandsvariable; Position

Tiefgestellte Indizes

$\alpha\beta$	Alpha-Beta-
AB	Anfangsbedingungen-
abc	Phasenorientiert
aus	ausgeschaltet
d	Entlang der d-Achse
dq	Feldorientiert
e	elektrisch
ein	eingeschaltet
el	elektrisch

<i>emk</i>	induziert
<i>h</i>	maximal
<i>ind</i>	Induziert
<i>ist</i>	Ist-
<i>l</i>	minimal
<i>max</i>	Maximalwert
<i>min</i>	Minimalwert
<i>motor</i>	motor spezifisch
<i>nenn</i>	Nenn-
<i>PM</i>	Permanentmagnet-
<i>q</i>	Entlang der q-Achse
<i>s</i>	Stator-
<i>schalt</i>	Schalt-
<i>soll</i>	Soll-
<i>tot</i>	Totzeit
<i>zk</i>	Zwischenkreis-

Hochgestellte Indizes

*	Transformierte Größe
123	Transformation aus elektrischen Potenzialen
<i>abc</i>	Transformation aus phasenorientierten Koordinaten
<i>dq</i>	Transformation aus feldorientierten Koordinaten

1 Wissenschaftlich-technische Problemstellung

1.1 Ausgangssituation und Motivation

Vorschubantriebe sind für die Erzeugung einer Relativbewegung zwischen Werkstück und Werkzeug zuständig und stellen somit eine der Schlüsselkomponenten in der modernen Produktionstechnik dar. Obwohl der Begriff des Vorschubantriebs weder die Leistungselektronik noch den Typ des elektrischen Motors genau festlegt, stellen eine permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM) und ein selbstgeführter dreiphasiger Frequenzumrichter einen typischen Servoantrieb von Vorschubantrieben dar.

In der Praxis werden Vorschubantriebe nahezu ausschließlich mit Kaskadenregelung, bestehend aus Lage-, Drehzahl-, und Stromregelung, ausgestattet (Abbildung 1.1), [Weidauer 2008], [Schröder 2015]. Die äußeren Kaskaden stehen dabei stets in Abhängigkeit vom Verhalten der inneren Kaskaden.

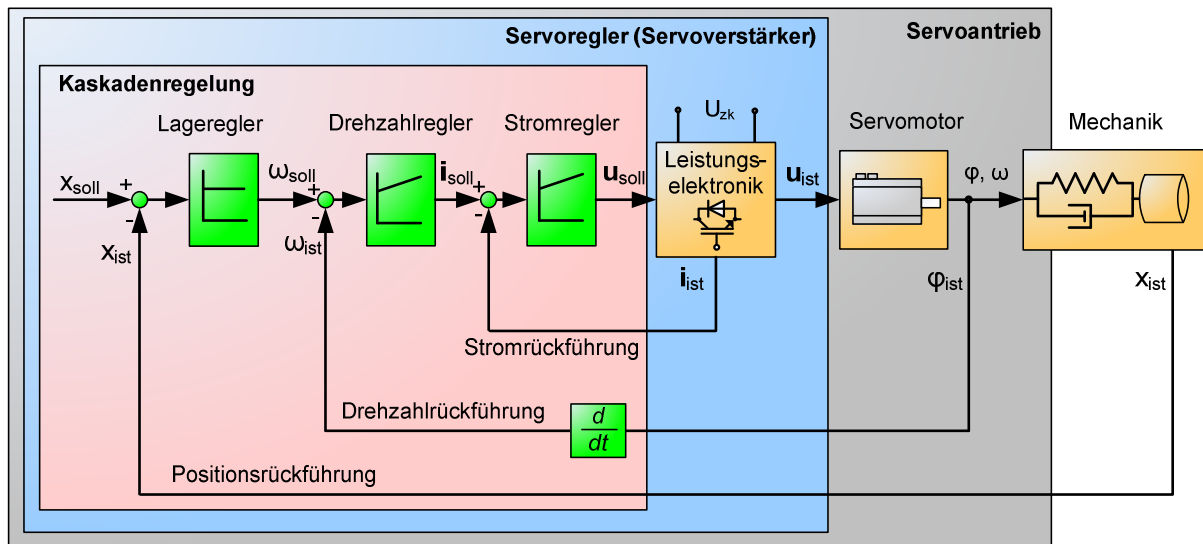


Abbildung 1.1: Strukturbild der Kaskadenregelung eines Vorschubantriebes

Die Struktur der Stromregelung wird typischerweise als feldorientierte Regelung mit Proportional-Integral-Reglern (PI) und nachgeschalteter Pulsweitenmodulation (PWM) realisiert [Schröder 2015], (Abbildung 1.2). Dabei wird der PI-Stromregler in

feldorientierten Koordinaten dq ausgeführt (Abbildung 1.3). In dieser Koordinatendarstellung ist das Drehmoment des Motors direkt proportional zur q-Komponente des Stroms. Dies ermöglicht eine einfache Regelung des Motormomentes der PMSM, ähnlich wie bei einem Gleichstrommotor. Eine solche feldorientierte PI-Stromregelung ist einfach zu parametrieren und weist zugleich gute dynamische Eigenschaften auf.

Die Kombination der feldorientierten PI-Stromregelung mit nachgeschalteter dreiphasiger Pulsweitenmodulation wird im Weiteren als PI-PWM-Stromregelung abgekürzt.

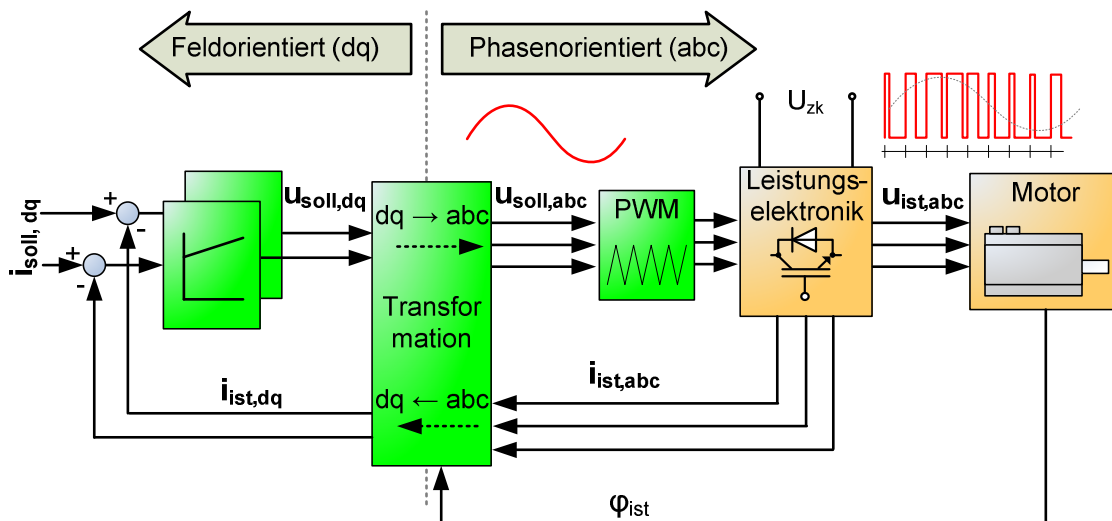


Abbildung 1.2: Strukturbild herkömmlicher feldorientierter Stromregelung

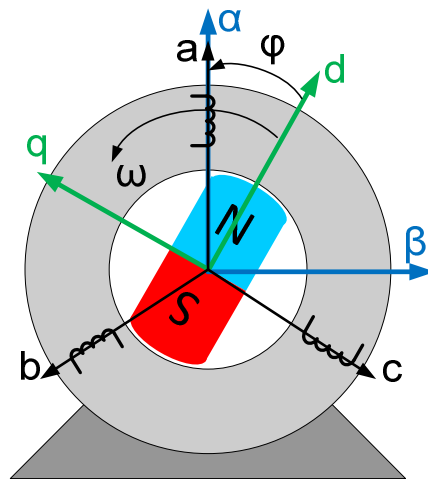


Abbildung 1.3: Schematische Darstellung der Koordinatensystemen einer PMSM: Rotorfeldorientierte (vereinfacht: feldorientierte) Koordinaten dq, statorfeste kartesische Koordinaten $\alpha\beta$ und phasenorientierte Koordinaten abc

Die vom Stromregler als Stellgröße errechnete Sollspannung $\mathbf{u}_{soll,dq}$ wird zunächst aus den feldorientierten Koordinaten in die Phasenkoordinaten abc durch die inverse dq-Transformation umgerechnet [Schröder 2015] (siehe Anhang). Diese dreiphasige Sollspannung $\mathbf{u}_{soll,abc}$ soll mittels Leistungselektronik an den Motorklemmen eingestellt werden. Jedoch ist die Einstellung einer beliebigen Spannung nicht möglich. Der Grund dafür ist die Leistungselektronik, die bei modernen Vorschubantrieben aus schaltenden elektronischen Halbleiterkomponenten aufgebaut wird. Diese Halbleiterkomponenten können lediglich leitend oder sperrend geschaltet werden und die Motorklemmen jeweils mit dem positiven oder dem negativen elektrischen Potenzial der Zwischenkreisspannung verbinden. Aus den möglichen Kombinationen dieser Potentiale bzw. aus den möglichen Schaltzuständen der Leistungselektronik ergeben sich acht einstellbare Spannungsraumzeiger, inklusive zwei Nullzeiger (Abbildung 1.4). Die Nullzeigern U_0 und U_7 entstehen, wenn alle drei Motorklemmen das gleiche elektrische Potenzial annehmen und die resultierende dreiphasige Spannung zu Null wird. Die Zusammenfassung aller Schaltzustände ist im Anhang detailliert dargestellt.

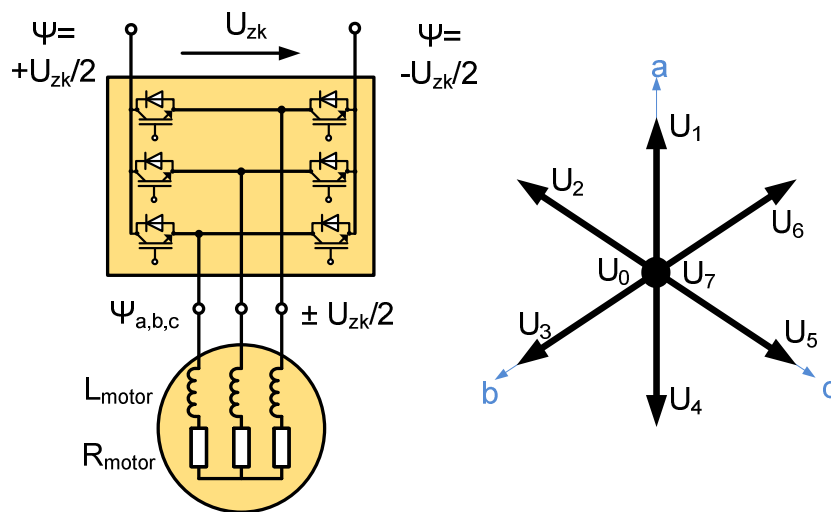


Abbildung 1.4: Prinzipbild der Leistungselektronik und einstellbare Spannungsvektoren in Phasenkoordinaten

Die gewünschte Spannung an den Motorklemmen kann durch die Spannungsraumzeiger lediglich im zeitlichen Mittel angenähert werden. Als Verfahren zum Annähern an die gewünschte Spannung hat sich die Pulsweitenmodulation etabliert. Bei der herkömmlichen PWM geht man von einer festen Umschaltfrequenz aus und moduliert die Pulsbreite so, dass sich über eine Pulsperiode der Mittelwert der Ausgangsspannung entsprechend dem gewünschten Mittelwert der Sollwertspannung ergibt [Schröder 2015], [Bernet 2012]. PWM ist einfach zu implementieren und liefert bei ausreichend hoher Schaltfrequenz eine gute Näherung der gewünschten Stellspannung.

Für den Einsatz in Vorschubantrieben haben sich zwei grundlegende PWM-Verfahren etabliert: Die trägerbasierte Modulation und die raumzeigerbasierte Modulation. Bei der trägerbasierten PWM werden die Ansteuersignale der Leistungshalbleiter aus dem Vergleich der gewünschten dreiphasigen Spannung mit einem hochfrequenten Trägersignal abgeleitet [Bernet 2012]. Bei der raumzeigerbasierten PWM wird mittels einer hochfrequenten Abfolge der einstellbaren Spannungsvektoren (Abbildung 1.4) der gewünschte Spannungsvektor nachgebildet. In [Bernet 2012]

wird gezeigt, dass sich mit den beiden Verfahren identische Ergebnisse erzielen lassen.

Die Schaltfrequenz der Leistungselektronik bzw. die PWM-Frequenz bestimmt letztendlich wie schnell die gewünschte Stellspannung angenähert wird. Sie legt auch die Taktfrequenz der Stromregelung fest und beeinflusst dadurch die Regeldynamik [Böcker et. all 2009]. Daher wird eine möglichst hohe Schaltfrequenz angestrebt. Die Halbleiter der Leistungselektronik können jedoch nicht beliebig schnell umschalten, da jeder Schaltvorgang mit sogenannten Schaltverlusten verbunden ist. Standardmäßig werden bei Vorschubantrieben Bipolartransistoren mit isolierter Gate-Elektrode (Englisch: Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT) eingesetzt. Sie weisen zwar niedrige Verluste im Durchlassbetrieb, jedoch verhältnismäßig hohe Verluste beim Schalten auf [Blake et. all 2015], [Kutkut 2015], [Wintrich et. all 2010]. Dies führt dazu, dass bei hohen Schaltfrequenzen die Verluste in der Leistungselektronik bis zu 50% der Nennleistung betragen. Abbildung 1.5 zeigt eine sogenannte Derating-Kurve bzw. eine Leistungsabfall-Kurve eines typischen Frequenzumrichters aus dem industriellen Anwendungsbereich. Die Schaltverluste der Leistungselektronik sind für die trägerbasierten und raumzeigerbasierten PWM-Verfahren nahezu identisch, da bei beiden Verfahren dieselbe konstante Schaltfrequenz eingestellt wird [Bernet 2012]. An dieser Stelle wird angemerkt, dass auch die Lebensdauer der Leistungselektronik mit der steigenden Schaltfrequenz abnimmt. Ein aussagekräftiges Beispiel hierzu liefert die Untersuchung in [Wei et. all 2009].

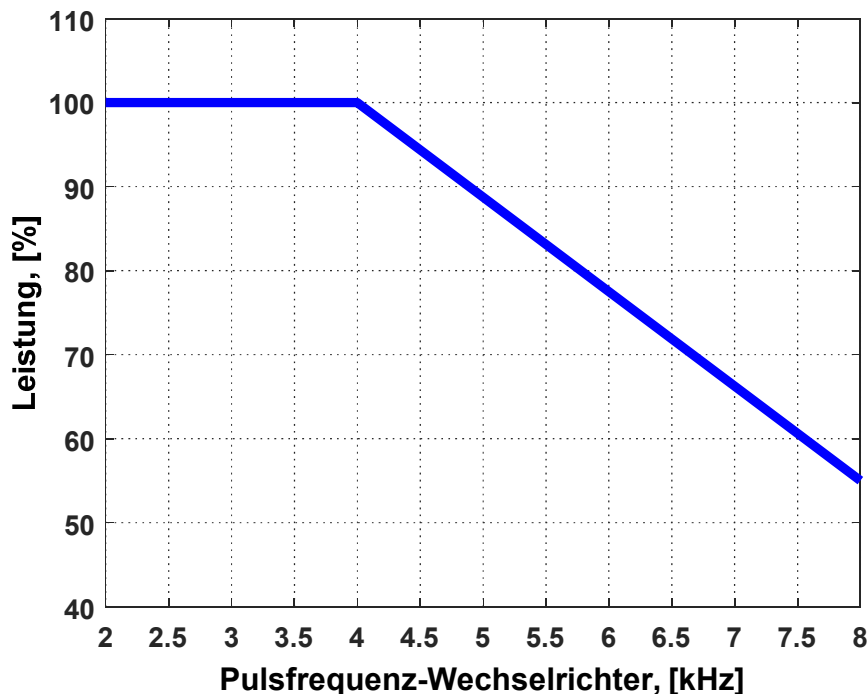


Abbildung 1.5: Derating in Abhängigkeit von PWM-Frequenz nach [NN 2008]

Die herkömmlichen PWM-Verfahren arbeiten mit einer festen Frequenz. Sie wird bei der Inbetriebnahme des Reglers so festgelegt, dass auch in kritischen Betriebszuständen, wie z. B. bei hochfrequenten oder sprunghaften Soll- und Ist-Strömen, eine robuste Stromregelung garantiert wird. Der typische Wertebereich für Vorschubantriebe mittlerer Leistungsklasse liegt bei 4 bis 16 kHz. Höhere Frequenzen erzeugen überproportional große Verluste und damit hohe Wärmebelastung. Niedrigere Frequenzen wirken sich negativ auf die Dynamik der Regelung aus.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass die etablierte PI-PWM-Stromregelung einige Nachteile aufweist: Der Einsatz eines Modulationsverfahrens (PWM) ermöglicht lediglich eine Annäherung an die berechnete Stellgröße und wirkt als zusätzliche Verzögerung im Regelkreis. Dies führt zur Einbußen der Regelbandbreite. Weiterhin wird die PWM-Frequenz für die maximalen dynamischen Anforderungen eingestellt und bleibt während des gesamten Betriebs konstant. Für viele Betriebszustände ist sie somit unnötig hoch und führt zu erheblichen Verlusten. Außerdem wird dabei die Leistungselektronik unnötig beansprucht was ihre erwartete Lebensdauer verkürzt.

1.2 Zielsetzung und Vorgehensweise

Im vorhergehenden Kapitel wurde die PI-PWM-Stromregelung dargestellt. Neben den Vorteilen wurden auch einige Nachteile aufgeführt, die ein Potenzial für den Einsatz alternativer Regelverfahren offen lassen. Dabei stellt sich die Frage, wie kann die Stromregelung eines Vorschubantriebs gestaltet werden, dass die Robustheit und Dynamik maximiert und die Schaltverluste minimiert werden?

Die Nachteile PI-PWM-Stromregelung entstehen in erster Linie aus der Notwendigkeit der Modulation und dem Einsatz der PWM-Verfahren mit fester Schaltfrequenz. Um die Eigenschaften der Stromregelung zu verbessern müssen diese beiden Ursachen beseitigt werden. Für die vorliegende Arbeit lässt sich somit folgende Zielsetzung formulieren: Entwurf eines direkten Stromregelverfahrens mit variabler Schaltfrequenz für den Einsatz in Vorschubantrieben. „Direkt“ bedeutet in diesem Zusammenhang, dass die Regelung keine nachgeschaltete Modulation benötigt, wie in Abbildung 1.6 dargestellt. Die Stellgröße wird so berechnet, dass sie an den Motorklemmen exakt eingestellt werden kann. Letztendlich werden die Schaltbefehle für die Leistungselektronik direkt im Regler berechnet. Dabei ist wichtig, dass die Schaltvorgänge nur beim tatsächlichen Bedarf veranlasst werden.

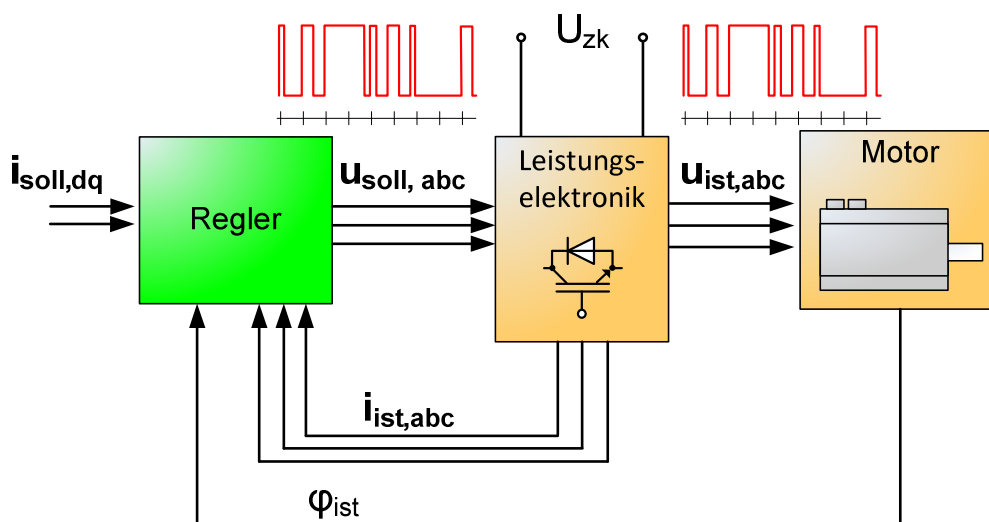


Abbildung 1.6: Schematische Darstellung direkter Stromregelverfahren

Der wesentliche Vorteil einer solchen Regelung ist die Reduzierung der mittleren Schaltfrequenz, wodurch sich die Schaltverluste reduziert werden. Dabei werden hohe Bandbreite und Robustheit vorausgesetzt um den Anforderungen an die Regelung der Vorschubantriebe gerecht zu werden.

Ausgehend aus der Zielsetzung wird eine Vorgehensweise mit drei wesentlichen Schritten definiert:

- Analyse und Systematisierung bestehender alternativen Stromregelverfahren, im speziellen direkter Verfahren mit variabler Schaltfrequenz sowie Feststellung der Defizite alternativen Stromregelverfahren in Bezug auf die Anwendung bei Vorschubantrieben
- Entwicklung einer neuen direkten Stromregelung, die Defizite aus dem Stand der Technik und Forschung beseitigt, die Robustheit und Dynamik der Regelung maximiert und die Schaltverluste minimiert
- Simulative und experimentelle Untersuchung der entworfenen Regelung sowie Vergleich der Ergebnisse mit dem Stand der Technik

Die vorgeschlagene Vorgehensweise spiegelt sich in dem Aufbau vorliegender Arbeit wieder. So wird im nächsten Kapitel Stand der Forschung über alternative Stromregelverfahren dargestellt.

2 Stand der Forschung

Wie bereits dargestellt, besitzt die klassische PI-PWM-Stromregelung neben den genannten Vorteilen auch Verbesserungspotenzial. Aus diesem Grund wurden in der Forschung alternative Stromregelverfahren untersucht. Im Folgenden werden die bekannten Alternativen zum Stand der Technik – der PI-PWM-Stromregelung – dargestellt. Die Anwendbarkeit der Verfahren für Vorschubantriebe wird analysiert und bewertet. Bei der Klassifizierung von Stromregelverfahren wird die nachfolgend dargestellte Struktur eingeführt, welcher in den nächsten Kapiteln gefolgt wird. Zunächst wird auf die Verfahren mit variabler PWM-Frequenz eingegangen. Im Weiteren wird der Fokus auf die direkte Stromregelung gelegt. Da in vorliegender Arbeit die Sliding-Mode-Stromregelung eine zentrale Rolle spielt, wird Stand der Forschung in diesem Bereich gesondert erläutert. Abschließend wird zum Zweck der Vollständigkeit auf die direkte Momentenregelung eingegangen.

- PWM-Verfahren mit reduzierter und variabler Schaltfrequenz
- Direkte Stromregelung
 - Zweipunktregelung
 - Direkte Stromregelung mit fester Schaltfrequenz
 - Direkte Stromregelung mit variabler Schaltfrequenz
- Sliding-Mode-Stromregelung
 - SM-Stromregler in dq-Koordinatensystem mit Modulator
 - SM-Stromregler in dq-Koordinatensystem mit Tabelle
 - SM-Stromregler in Phasenkoordinaten
 - Zusammenfassung der existierenden SM-Stromregelverfahren
- Direkte Momentenregelung

2.1 PWM-Verfahren mit reduzierter und variabler Schaltfrequenz

Aus der Forschung sind PWM-Verfahren bekannt, bei denen Anzahl der Schaltvorgänge pro PWM-Periode reduziert wird. Flat-Top-Modulation und Übermodulation

sind die bekanntesten diskontinuierlichen Erweiterungen der klassischen PWM. Diskontinuität bedeutet in diesem Fall, dass das zeitliche Mittel der Ausgangsspannung von der Sinusform abweicht und in die Trapezform übergeht. Während einer PWM-Periode werden nicht immer in allen drei sondern soweit möglich nur in zwei Phasen Halbleiterelemente geschaltet. Dadurch reduzieren sich bei gleichbleibender PWM-Frequenz die Anzahl der Schaltvorgänge und als Folge die Schaltverluste. Ein Nachteil dieser diskontinuierlichen PWM-Verfahren ist jedoch das Auftreten unerwünschter Frequenzanteile im Stromverlauf [Bernet 2012]. Ein Einsatz dieser Verfahren im Bereich der Werkzeugmaschinen, bei denen hohe Anforderungen an Genauigkeit und Dynamik gestellt werden, ist daher in den meisten Fällen nicht möglich. Des Weiteren bleibt die Schaltfrequenz der Leistungselektronik während des Betriebs konstant. Sie wird möglichst hoch eingestellt und nicht dem aktuellen Zustand des Vorschubantriebs angepasst. Somit lassen auch die diskontinuierlichen PWM-Verfahren das Potenzial zur Steigerung der Energieeffizienz offen.

Eine Umschaltung zwischen zwei voreingestellten PWM-Frequenzen und dazugehörigen Regelparametern wird in [Brecher et. all 2010] vorgeschlagen. Damit kann im Teillastbetrieb eines Hauptspindel-Asynchronmotors eine Wirkungsgradsteigerung erzielt werden. Die Eignung der vorgeschlagenen Methoden für Synchronmotoren und speziell für Vorschubachsen wurde nicht untersucht. Einer der Herausforderungen dieses Verfahrens ist die Festlegung der Umschaltpunkte zwischen beiden PWM-Frequenzen und die Gewährleistung stetiger Umschaltung zwischen beider Parametersätze.

Anstelle einer konstanten Schaltfrequenz werden in [Trzynadlowski et. all 1994], [Trzynadlowski et. all 1997], [Trzynadlowski et. all 2005] und [Kirlin et. all 2011] PWM-Verfahren vorgestellt, deren Frequenz zufällig über ein Spektrum verteilt ist. In [Wei et. all 2007] wird in den Betriebszuständen mit hohem Stromrippel eine kurzzeitige Erhöhung der Schaltfrequenz zugelassen. In anderen Veröffentlichungen wird die PWM-Frequenz als Funktion von thermischer Belastung der Leistungselektronik beziehungsweise Stromrippel und erzeugter elektromagnetischer Störung berechnet [Holtz et. all 2003], [Jiang et. all 2012], [Jiang et. all 2013]. Die aufgeführten

Verfahren führen zu einer Verbesserung des Betriebsverhaltens, erfüllen jedoch nicht die Anforderungen an Dynamik und Robustheit, wie sie im Bereich der Vorschubantriebe gefordert werden. Die Schaltfrequenz wird bei diesen Verfahren unabhängig von der übergeordneten Regelung variiert. Eine Anpassung der Frequenz führt jedoch stets zu einer Veränderung der Regelstrecke, weswegen die Regelparameter für den ungünstigsten Fall eingestellt werden müssen. Mit Hinblick auf Servoantriebe würde dies bedeuten, dass der Stromregler für die kleinstmögliche Schaltfrequenz parametrisiert werden muss. Die daraus resultierende Begrenzung der Bandbreite würde sich jedoch negativ auf die übergeordneten Regelkaskaden (Drehzahl und Lageregelung) und die Güte der Bewegungserzeugung auswirken. Für die Ansteuerung von Servoantrieben im industriellen Umfeld kommen diese Verfahren daher nicht zum Einsatz.

Stand der Forschung belegt, dass bei Vorschubantrieben Bedarf nach einem alternativen Stromregelverfahren besteht, bei dem die Stellgröße ohne Modulationsverfahren angestellt werden kann.

2.2 Direkte Stromregelung

Obwohl „direkte Stromregelung“ (Englisch: Direct Current Control, DCC) kein vereinheitlichter Begriff ist, wird er hier als Oberbegriff für Verfahren eingesetzt, die den Strom des Motors durch eine direkte Auswahl der Schaltzustände regeln. Die Vorteile einer solchen Regelung liegen darin, dass kein nachgeschaltetes Modulationsverfahren benötigt wird, wodurch die Regelung dynamischer wird. Einer der wesentlichen Herausforderungen dabei ist, dass der Regler nicht mehr linear sein kann.

2.2.1 Zweipunktregelung

Das einfachste Beispiel einer direkten Stromregelung ist die Zweipunkt-Hystereseregulation (Englisch: Bang-Bang Control) [Schröder 2015], [Baudon et. all 1992], [Wüest et. all 1995]. Dabei wird für jede Phase die Regelabweichung im Strom separat berechnet. Mit Hilfe von Hysteresegliedern wird die Entscheidung über den Schaltzustand jeder Phase separat getroffen. Abbildung 2.1 zeigt den Signalflussplan der Zweipunkt-Hystereseregulation.

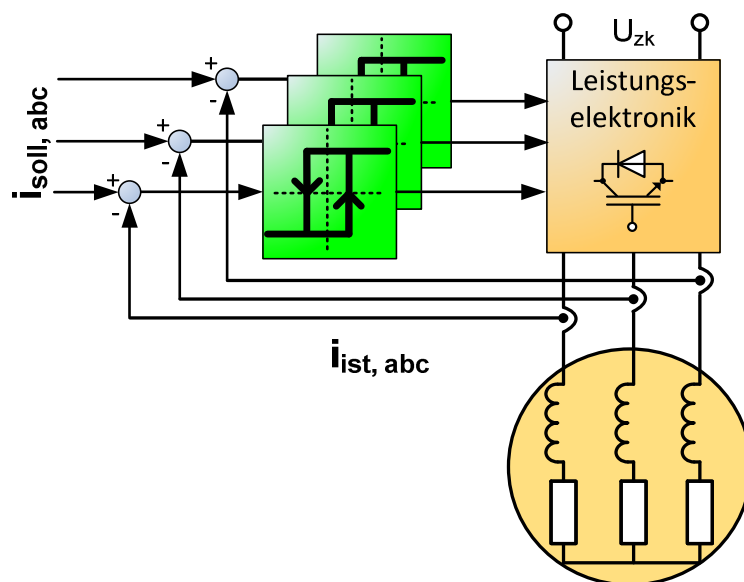


Abbildung 2.1: Signalflussplan der Zweipunkt-Hystereseregulation nach [Schröder 2015]

Obwohl dieses Regelverfahren einfach zu implementieren ist, wird es für den praktischen Einsatz nicht empfohlen. Die Gründe dafür sind seine äußerst schlechten regelungstechnischen Eigenschaften. Das Regelverhalten ist nicht immer vorhersehbar. Es weist Fehlerfälle und Zyklen mit unnötig hoher Schaltfrequenz, sogenannten Grenzyklen auf (Abbildung 2.2). Die Ursache dafür ist, dass in einem Vorschubantrieb die drei Phasen nicht unabhängig voneinander sind. Die Regelstrecke besitzt nur zwei Freiheitsgrade. Beim Zweipunktregler wird versucht, diese Regelstrecke durch drei unabhängige Regler zu regeln. Dabei wird zum Beispiel das Auftreten der Nullzeiger dem Zufall überlassen. Die Merkmale sowie Vor- und Nachteile der Zweipunkt-Hystereseregulation werden in Tabelle 1 zusammengefasst.

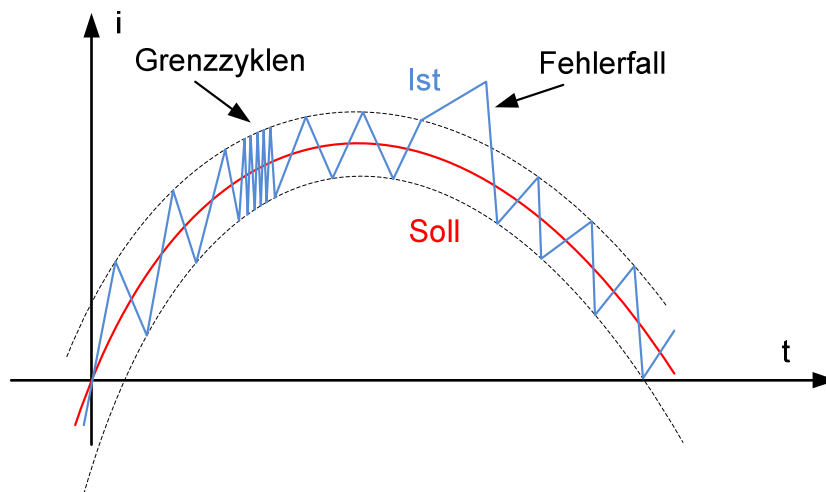


Abbildung 2.2: Stromverläufe in einer Phase bei unabhängiger dreiphasiger Hystereseregulation [Schröder 2015]

Tabelle 1: Eigenschaften der Zweipunkt-Hystereseregulation

Merkmale	Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none"> • Unabhängige Hystereseglieder in abc-Koordinaten • Keine deterministische Auswahl der Nullzeiger 	<ul style="list-style-type: none"> • Niedriger Implementierungs- und Rechenaufwand • Dynamische Regelung 	<ul style="list-style-type: none"> • Unvorhersehbare Regelfehler • Zufällig auftretende, unnötig hohe Schaltfrequenzen

2.2.2 Direkte Stromregelung mit fester Schaltfrequenz

Die DCC kann nach dem Funktionsprinzip in Verfahren mit fester Schaltfrequenz und in Verfahren mit variabler Schaltfrequenz unterteilt werden. Eine feste Schaltfrequenz wird während des Betriebs nicht angepasst und ist daher nicht in allen Betriebszuständen des Vorschubantriebs optimal. Dennoch gibt es die Möglichkeit eine vergleichsweise niedrige Schaltfrequenz zu wählen und dadurch eine höhere Energieeffizienz zu erzielen. Dazu muss das Verhalten des Stroms genau betrachtet werden um hohe Stromrippel und als Folge entsprechende Störungen im Momentenverlauf des Vorschubantriebs zu verhindern. Dies kann mittels modellbasierter Methoden wie Beobachtung, Prädiktion oder neuronalen Netzen geschehen. Dabei wird das Verhalten des Antriebs geschätzt und daraus ein Schaltzustand der Leistungselektronik generiert. Insbesondere die prädiktiven Verfahren versprechen dabei gute Ergebnisse. Jedoch ist der praktische Einsatz modellbasierter Methoden mit den Problemen, wie notwendiges Expertenwissen, Kenntnis der Modellparameter und vergleichsweise großer Rechenaufwand verbunden.

Eine mögliche Alternative hierzu ist der Einsatz einer zusätzlichen nachgeschalteten Modulation. Dadurch kann ebenso eine hohe Regelgüte erzielt werden. Jedoch entstehen dabei streng genommen keine direkten Verfahren. Sie besitzen somit die Nachteile anderer bekannter indirekter Verfahren.

Ein repräsentatives Beispiel für die Verfahren mit fester Schaltfrequenz sind die DCC I und DCC II [Ambrožič et. all 2003], [Nemec et. all 2008], [Nemec et. all 2009]. Dabei wird in jedem Zeitpunkt der Schaltzustand gewählt, welcher den geschätzten Fehler im Strom minimiert. Im DCC II wird zusätzlich noch ein Modulationsverfahren und eine Zeitschätzung für die Berechnung des PWM-Tastgrads (Englisch: Duty Cycle) nachgeschaltet. Ähnlich verhält sich der Algorithmus aus [Nishijima et. all 1998]. Eigenschaften direkter Stromregelung mit fester Schaltfrequenz werden in Tabelle 2 zusammengefasst.

Tabelle 2: Eigenschaften direkter Stromregelung mit fester Schaltfrequenz

Merkmale	Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none"> • Feste Schaltfrequenz • Prädiktion des Stromverlaufs 	<ul style="list-style-type: none"> • Im Vergleich zur PI-PWM-Stromregelung niedrigere Schaltfrequenz möglich • Hohe Dynamik 	<ul style="list-style-type: none"> • Kenntnis der Motorparameter erforderlich • Stromfehler bei falsch ermittelten Parametern

2.2.3 Direkte Stromregelung mit variabler Schaltfrequenz

Bei der DCC mit veränderlicher Frequenz wird ein Toleranzbereich um den Soll-Strom in zweidimensionalen Koordinaten (zum Beispiel in dq-Koordinaten) oder in Phasenkoordinaten gelegt. Sobald der Ist-Strom diesen Bereich verlässt, wird ein neuer Schaltzustand errechnet (Abbildung 2.3). Die Schaltfrequenz ergibt sich im Wesentlichen aus der Größe des Toleranzbereiches und aktuellen Systemparametern. Somit ist sie nicht mehr konstant.

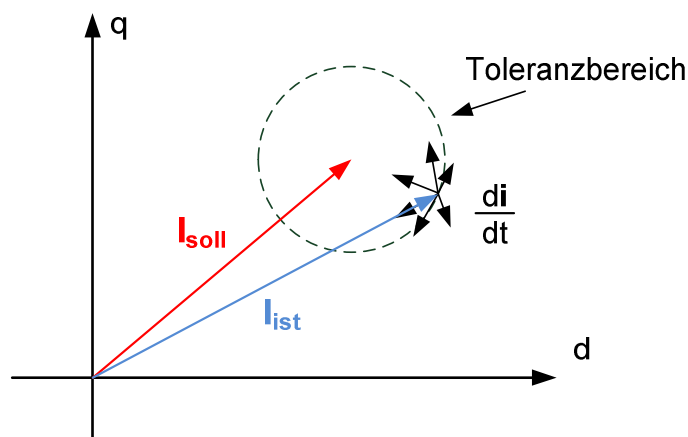


Abbildung 2.3: Prinzip der direkten Stromregelung mit variabler Schaltfrequenz

DCC-Verfahren mit variabler Schaltfrequenz unterscheiden sich in

- der Form des Hysteresebereiches (z. B. Kreis [Holtz et. all 1983], Viereck [Pan et. all 1994] oder Hexagon [Schröder 2015]),

- der Strategie zur Auswahl des passenden Schaltzustandes,
- der Prädiktion des Systemverhaltens.

Eine Auswahl des Schaltzustandes ist notwendig, falls die berechnete Stellspannung nicht den möglichen Schaltzuständen der Leistungselektronik entspricht und somit nicht direkt eingestellt werden kann. Dies ist bei allen Verfahren, die nicht direkt in phasenorientierten Koordinaten agieren notwendig. Abhilfe wird durch die sogenannten Schalttabellen verschafft [Każmierkowski et. all 1991], [Każmierkowski et. all 1998] (Abbildung 2.4). Eine Schalttabelle ist eine vorberechnete Lookup-Tabelle, in der zu jedem möglichen Ausgang des Reglers ein passender Schaltzustand abgespeichert ist. Durch die Schalttabelle wird der Schaltzustand bzw. die an Motorklemmen einstellbare Spannung gewählt, deren Richtung mit dem Reglerausgang am besten übereinstimmt (Abbildung 2.5). Aus Abbildung 2.5 ist jedoch ersichtlich, dass die Auswahl des Schaltzustandes mittels einer Schalttabelle nicht optimal ist. Die Umrechnung der Stellspannung aus zweidimensionalem Koordinatensystem in die phasenorientierte Koordinaten ist mit Fehlern in der Ausrichtung der Spannung verbunden. Eigenschaften direkter Stromregelung mit Schalttabellen sind in Tabelle 3 zusammengefasst.

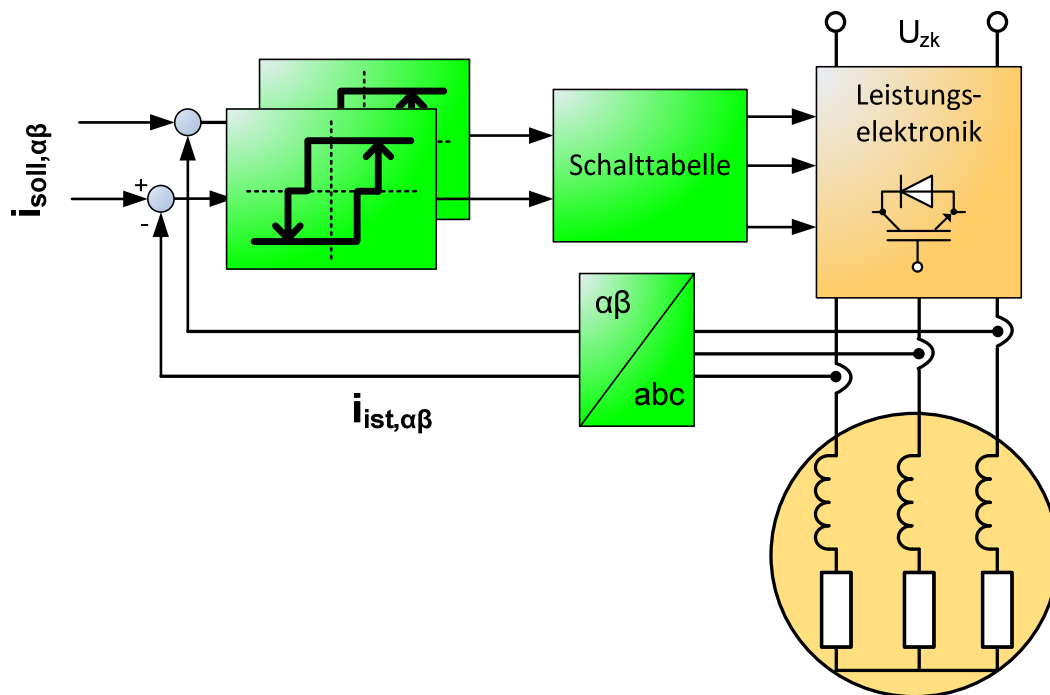


Abbildung 2.4: Prinzip der Hystereseregulation in Raumzeigern mit der Schalttabelle [Kazmierkowski et. all 1998], [Schröder 2015]

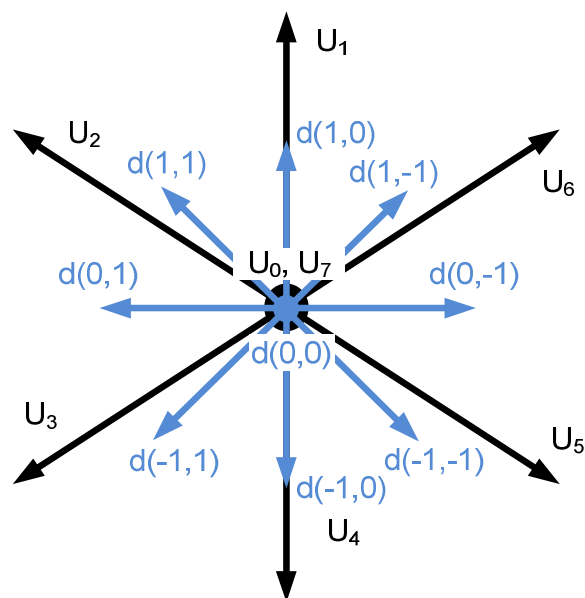


Abbildung 2.5: Vergleich der Reglerausgänge d mit den tatsächlich möglichen Stellgrößen (U) [Schröder 2015]

Tabelle 3: Eigenschaften direkter Stromregelung mit Schalttabellen

Merkmale	Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none">• Hystereseglieder in dq-Koordinaten• Schalttabelle	<ul style="list-style-type: none">• Hohe Dynamik	<ul style="list-style-type: none">• Annäherung des Reglerausgangs durch die Stellgröße

Ein Kriterium zur Auswahl des Schaltzustandes kann die Erhöhung der Regeldynamik sein. Hier wird der Schaltzustand gewählt bei dem der Spannungsvektor eine möglichst große Komponente entgegen der Richtung der Regelabweichung besitzt. In [Pan et. al 1994] wird ein DCC-Verfahren mit Hysteresegliedern in dq-Koordinaten vorgestellt. Zusätzlich zum Stromfehler selbst wird auch seine Ableitung ausgewertet. Die Ableitung bestimmt sozusagen die Dynamik der Ausregelung von Fehlern. Die Schaltzustände werden mittels Schalttabelle in Abhängigkeit von Ausgängen der Hystereseglieder und Fehlerableitungen gewählt. Außer der Anwendung einer Schalttabelle bringt dieser Verfahren eine weitere Herausforderung mit sich. Die verrauschten Stromsignale können in der Praxis nicht ohne Einsatz stark glättender Filter abgeleitet werden. Die Filterung kann jedoch eine Zeitverzögerung im System bringen, die sich negativ auf die Regeleigenschaften, vor allem auf die Dynamik, auswirkt. Tabelle 4 fasst Eigenschaften direkter Stromregelung mit variabler Schaltfrequenz zusammen.

Tabelle 4: Eigenschaften direkter Stromregelung mit variabler Schaltfrequenz nach [Pan et. all 1994]

Merkmale	Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none"> • Hystereseglieder in dq-Koordinaten • Ableitung der Regelfehler • Schalttabelle 	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Dynamik • Niedrige Schaltfrequenz 	<ul style="list-style-type: none"> • Sollwert wird mittels Schalttabelle aus dq- in abc-Koordinaten umgerechnet • Differenzierung verauschter Signale verlangt Filtereinsatz

Als ein weiteres Kriterium zur Auswahl des Schaltzustandes kann zum Beispiel die Minimierung der Schaltfrequenz bei gegebener Hysteresebreite dienen. Dabei wird vorausberechnet, welcher Schaltzustand den Ist-Strom am längsten innerhalb der Toleranzgrenze hält [Holtz et. all 1983], [Cortés et. all 2008] (siehe Abbildung 2.6). Bei der Auswahl des Schaltzustandes kann eine modellbasierte Prädiktion des Systemverhaltens behilflich sein. Letztendlich wird anhand eines Motormodells eine Vorhersage über den möglichen zukünftigen Stromverlauf getroffen. Die Vorhersage erfolgt zumeist über die Schätzung der Stromänderung, abhängig von dem gemessenen Systemzustand (Strom, Spannung, Rotorlage) und den bekannten Motorparametern wie Widerstand und Induktivität. Außerdem wird oft die induzierte Spannung – die Störgröße im Regelkreis – geschätzt oder beobachtet.

In diesem Zusammenhang gewinnen die modellbasierten prädiktiven Regler (Model Predictive Control, MPC) immer mehr an Bedeutung [Geyer 2009], [Geyer 2012], [Preindl et. all 2010], [Lindner 2006]. Dies ist der Entwicklung der Prozesstechnik zu verdanken. Sie stellt genügend Rechenleistung bereit um die Optimierungsalgorithmen in Echtzeit zu lösen. Das allgemeine Optimierungsproblem ist insbesondere bei Störungen und Stellgrößenbeschränkungen im System äußerst rechenaufwändig. Eine mögliche Struktur prädiktiver Regelung ist in Abbildung 2.7 dargestellt. Die wichtigsten Eigenschaften von MPC-Verfahren sind in Tabelle 5 zusammengefasst.

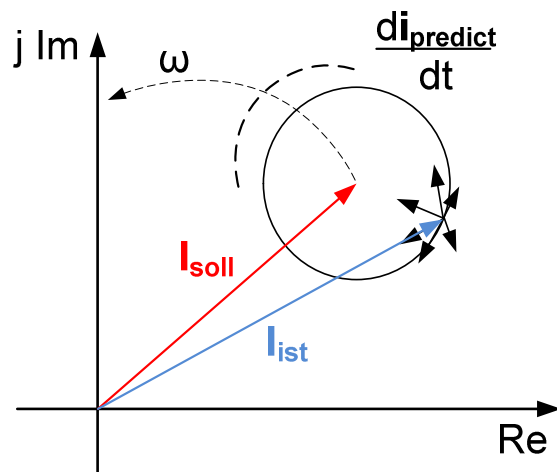


Abbildung 2.6: Prinzip der prädiktiven Regelung nach [Holtz et. all 1983], [Cortés et. all 2008]

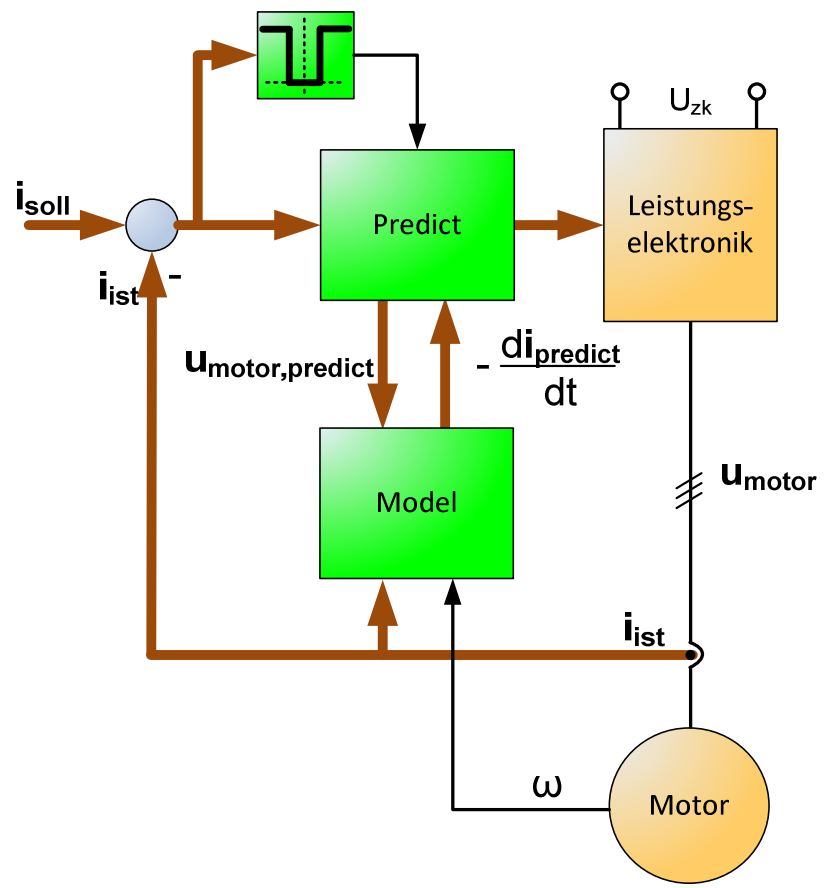


Abbildung 2.7: Struktur der prädiktiven Regelung nach [Holtz et. all 1983] und [Cortés et. all 2008]

Tabelle 5: Eigenschaften der MPC-Verfahren

Merkmale	Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none"> • Modellbasierte Regelung • Lösung eines Optimierungsproblems 	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Dynamik • Theoretisch optimale Regelung • Vorausschauende Regelung, auch über mehrere Taktschritte • Optimierung nach mehreren Kriterien möglich 	<ul style="list-style-type: none"> • Modell der Strecke und Kenntnis der Streckenparameter erforderlich • Großer Rechenaufwand • Probleme bei der Behandlung von Störgrößen und Beschränkungen • Schwierigkeiten bei niedrigen Drehzahlen – Motor bei Drehzahl gleich Null nicht beobachtbar • Expertenwissen für Reglerentwurf und Inbetriebnahme notwendig

2.2.4 Zusammenfassung der existierenden DCC-Verfahren

Obwohl die Idee einer direkten Regelung an sich relativ einfach ist, ist die praktische Umsetzung solcher Verfahren nicht trivial. Dafür gibt es im Wesentlichen drei Gründe:

- Die Motorströme sind nicht unabhängig voneinander, wodurch beim Einsatz phasenorientierter Regler ein überbestimmtes System entsteht. Eine einfache Regelung in Phasenkoordinaten wird dadurch ineffizient.
- Die Transformation aus zweidimensionalen Koordinaten, zum Beispiel feldorientierten Koordinaten, in Phasenkoordinaten ist nicht eindeutig (Abbildung 2.5). Die Eigenschaften der Regelung werden dadurch verschlechtert.
- Die möglichen Erweiterungen und Verbesserungen der Algorithmen erfordern in den meisten Fällen Modellwissen und Kenntnis der Streckenparameter.

Eine fortgeschrittene Methode, direkte Regelung zu entwickeln, ist der Sliding-Mode-Reglerentwurf. Da die Sliding-Mode-Regelung im Mittelpunkt dieser Arbeit steht, wird der Stand der Forschung in diesem Gebiet gesondert erläutert.

2.3 Sliding-Mode-Stromregelung

Sliding-Mode-Regelung ist ein bekanntes regelungstechnisches Verfahren, das auch als strukturvariable Regelung bezeichnet wird. Der klassische SMC gibt keine kontinuierliche Stellgröße aus. Stattdessen schaltet der Regler zwischen den zuvor berechneten Regelgesetzen um. Dies lässt sich naturgemäß mit der schaltenden Leistungselektronik der Vorschubantriebe gut vereinbaren.

Zu den Vorteilen der SMC zählen hohe Robustheit, gute dynamische Eigenschaften sowie einfache Implementierung. Als problematisch ist das sogenannte Rattern (Englisch: Chattering) – eine hochfrequente Änderung der Stellgröße bei geringen Regelabweichungen – zu nennen.

Es sind mehrere mögliche Anwendungen von SMC in elektromechanischen Systemen bekannt. Sie sind in [Utkin 1993], [Šabanovic 2011] und [Utkin et. all 1999] zusammenfassend beschrieben. In den nachfolgenden Unterkapiteln werden die wichtigsten davon samt spezifischer Vor- und Nachteile erläutert.

2.3.1 SM-Stromregler in dq-Koordinatensystem mit Modulator

Eine weit verbreitete Variante der Sliding-Mode-Regelung, die in mehreren Publikationen präsentiert wurde, ist die SM-Stromregelung im feldorientierten Koordinatensystem mit nachgeschaltetem Modulator [Hu et. all 2010], [Chen et. all 2010], [You et. all 2005], [Reichhartinger et. all 2012]. Um die schaltenden Stellgrößen des Reglers auf das dreiphasige System zu transformieren, werden dort trägerbasierte PWM, Raumzeiger-PWM oder Sliding-Mode-PWM (eine weitere Regelkaskade mit Spannungsregelung mittels SMC) eingesetzt. Streng genommen sind diese Verfahren aber keine direkten Verfahren und besitzen daher die Nachteile die bereits in Kapiteln 1.1 und 2.1 erwähnt wurden. Die wesentlichen Eigenschaften der SM-Stromregelverfahren mit Modulator sind in Tabelle 6 aufgeführt.

Tabelle 6: Eigenschaften der SM-Stromregelverfahren mit Modulator

Merkmale	Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none"> • Modulator (PWM) • Zumeist konstante Schaltfrequenz durch Modulator 	<ul style="list-style-type: none"> • Niedrige Stromrippel erreichbar 	<ul style="list-style-type: none"> • Beeinträchtigung der Dynamik durch Modulator • Modulator bestimmt die Schaltfrequenz • Zeitpunkt des Schaltens und Schaltzustand wird nur indirekt vom Regler beeinflusst

2.3.2 SM-Stromregler in dq-Koordinatensystem mit Tabelle

Bei diesem Prinzip erfolgt die Implementierung der SMC vollständig in feldorientierten Koordinaten. Nachfolgend ersetzt eine Schalttabelle den Modulator. Obwohl dieses Prinzip in der Literatur oft als direktes Verfahren bezeichnet wird, ist es im Grunde genommen eine indirekte Herangehensweise. Der Ausgang des Reglers entspricht nicht den möglichen Schaltzuständen der Leistungselektronik und kann nicht ohne weiteres eingestellt werden [Utkin et. all 1999]. Mittels Schalttabelle wird der Reglerausgang durch die möglichen Stellgrößen lediglich angenähert, was ein Merkmal der indirekten Verfahren ist (siehe ebenfalls Abbildung 2.5).

In [Naouar et. all 2009] werden die Schaltzustände durch eine Schalttabelle ermittelt. Aus der Analogie zur DCC und DTC wird dieses Regelverfahren als „direkte Sliding-Mode-Regelung“ bezeichnet. Der Name ist in diesem Fall jedoch irreführend: der Regler agiert in feldorientierten Koordinaten und benötigt eine nachgelagerte Schalttabelle. Des Weiteren werden die Nullvektoren nicht eingesetzt. Insgesamt ergeben sich bei diesem Verfahren relative hohe Schaltfrequenz und hohe Verluste. Der Aufbau der SMC nach [Naouar et. all 2009] ist schematisch in Abbildung 2.8 dargestellt. Tabelle 7 fasst Vor- und Nachteile des Verfahrens zusammen.

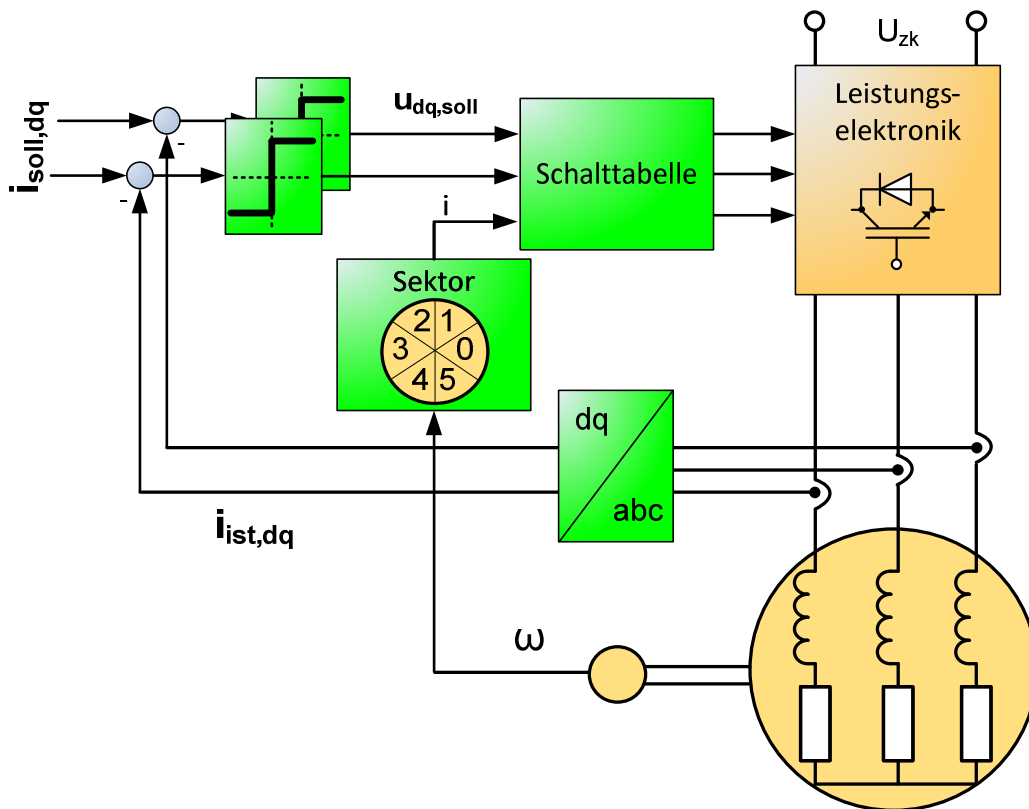


Abbildung 2.8: Sliding-Mode-Regelung einer Synchronmaschine nach [Naouar et. all 2009]

Tabelle 7: Eigenschaften der SM-Stromregelung nach [Naouar et. all 2009]

Merkmale	Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none"> • Variable Schaltfrequenz • Schalttabelle • SMC in feldorientierten Koordinaten • Keine Hystereseglieder 	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Dynamik • Hohe Robustheit • Einfache Implementierung 	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Schaltfrequenz • hohe Verluste im Motor • Keine Nutzung von Nullvektoren

In [Dodds 2008] wird eine multivariable Sliding-Mode-Regelung einer permanenterregten Synchronmaschine simulativ untersucht. Es werden gleichzeitig Motordrehzahl und Magnetisierungsstrom geregelt. Dabei verspricht die Simulation einen äußerst robusten Regler. Allerdings besitzt der Regler keine unterlagerte Momenten-

bzw. Stromregelung. Dadurch sind etablierte Verfahren wie Momentenvorsteuerung oder ein Umschalten von Ausgleichsmomenten ausgeschlossen. Dies ist jedoch zum Beispiel bei vertikal eingebauten Vorschubachsen von entscheidender Bedeutung. Ein weiterer Nachteil des Reglers stellt die verwendete Schalttabelle zur Berechnung der Schaltzustände in Abhängigkeit von den SMC-Stellgrößen u_d und u_q dar. Diese Tabelle beinhaltet lediglich die Zustände, bei denen die Spannung an nur zwei Phasen angelegt wird und die dritte Phase nicht bestromt wird (Blockkommutierung). Dadurch entstehen tendenziell höhere Momentenrippel. Ebenso werden die Nullzeiger nicht benutzt, was typischerweise zu erhöhter Schaltfrequenz und hohen Verlusten führt. Eigenschaften der SM-Stromregelung nach [Dodds 2008] sind in Tabelle 8 zusammengefasst.

Tabelle 8: Eigenschaften der SM-Stromregelung nach [Dodds 2008]

Merkmale	Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none">• Multivariable Regelung• Reglerausgang in feldorientierten Koordinaten• Schalttabelle• Blockkommutierung	<ul style="list-style-type: none">• Hohe Robustheit	<ul style="list-style-type: none">• Keine Kaskadenstruktur (Drehzahl und Stromregelung zusammengefasst)• Keine Nutzung von Nullvektoren• Niedrigere Dynamik• Hohe Momentenrippel

2.3.3 SM-Stromregler in Phasenkoordinaten

Ein grundsätzlich vielversprechender Ansatz für Vorschubantriebe stellt die direkte Sliding-Mode-Regelung in Phasenkoordinaten dar. Dabei wird weder eine Schalttabelle noch ein Modulator benötigt. Der Regler gibt eine diskontinuierliche Stellgröße in Phasenkoordinaten aus, die durch die Leistungselektronik ohne Transformation oder Umrechnung eingestellt werden kann. Dadurch wird der schaltende Charakter der Leistungselektronik ohne Umwege genutzt.

In [Utkin et. all 1999], wird unter anderem ein SM-Stromregler beschrieben, dessen Regelgesetz zunächst in feldorientierten Koordinaten entwickelt wird. Im weiteren Schritt wird die Rücktransformation des Regelgesetzes in drei Phasen durchgeführt. Bis auf die Hystereseglieder entsteht dabei exakt die gleiche Struktur wie bei dem bereits beschriebenen Zweipunktregler (Abbildung 2.1). Ebenso gleich sind die Vor- und Nachteile, wie z. B. die hohe Schaltfrequenz [Šabanovic 2011]. Eigenschaften des SM-Stromreglers 2 nach [Utkin et. all 1999] sind in Tabelle 9 zusammengefasst.

Tabelle 9: Eigenschaften des SM-Stromreglers 2 nach [Utkin et. all 1999]

Merkmale	Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none"> • Variable Schaltfrequenz • SMC in phasenorientierten Koordinaten • Hystereseglieder in jeder Phase 	<ul style="list-style-type: none"> • Einfache Implementierung • Hohe Robustheit • Hohe Dynamik • Niedriger Implementierungs- und Rechenaufwand 	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Stromrippel • Keine gezielte Auswahl der Nullzeiger • Bleibende Regelabweichung • unvorhersehbare Regelfehler • unvorhersehbare und unnötige hochfrequente Schaltvorgänge

In [Yan et. all 2007] und [Šabanovic et. all 1981] wird vorgeschlagen, lediglich zwei Phasenströme zu regeln. Eine weitere Regelgröße, beispielsweise die Spannung des Sternpunktes, wird im Algorithmus beigefügt. Die Regelung besitzt drei Freiheitsgrade und erhält nun drei Sollgrößen. Die wesentlichen Eigenschaften dieser Regelstrategie sind in Tabelle 10 zu finden.

Tabelle 10: Eigenschaften der Regler mit drei Stellgrößen

Merkmale	Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none"> • Variable Schaltfrequenz • SMC in Phasenkoordinaten • weitere Regelgröße (zum Beispiel Sternpunkt) 	<ul style="list-style-type: none"> • Einfache Implementierung • Hohe Robustheit • Hohe Dynamik • Niedriger Implementierungs- und Rechenaufwand 	<ul style="list-style-type: none"> • Bleibende Regelabweichung (im zeitlichen Mittel) • Ein Sollwert für die zusätzliche Größe muss generiert werden

In [Šabanovic-Behlilovic et. all 2009] wird ähnlich wie bei DCC I und II aus [Nemec et. all 2008] und [Nemec et. all 2009] geschätzt, welcher Schaltzustand am Ende der Schaltperiode die kleinstmögliche Abweichung im Stromvektor verursacht. Die Regelung kann der Klasse der prädiktiven modellbasierten Verfahren mit den bereits beschriebenen Vor- und Nachteilen zugeordnet werden (siehe Kapiteln 2.2.3).

Ein weiteres Regelkonzept ist eine SMC mit Minimierung der Änderungsgeschwindigkeit der aktuellen Regelabweichung [Šabanovic-Behlilovic et. all 2009]. Dabei wird eine hohe Robustheit im stationären Zustand erreicht. Dies geschieht jedoch zu Ungunsten der Regeldynamik. Für Vorschubantriebe, bei denen möglichst hohe Regelbandbreite angestrebt wird, ist dieses Verfahren daher weniger geeignet.

2.3.4 Zusammenfassung der existierenden SM-Stromregelverfahren

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass die Sliding-Mode-Stromregelung eine Alternative zur herkömmlichen Stromregelung von Vorschubantrieben darstellt. Im Vergleich zu anderen direkten Stromregelverfahren ist sie wesentlich vielseitiger, insbesondere im Bereich der Entwurfsmethoden. Zu den Vorteilen der SMC zählen vor allem eine äußerst große Robustheit, die einfache Implementierung und die Möglichkeit, maximale Dynamik zu erzielen.

Trotz dieser Vorteile hat sich die Sliding-Mode-Stromregelung in industriellen Servoantrieben noch nicht etabliert. Die strukturelle Eigenschaft bekannter Verfahren ist, dass sie entweder in feldorientierten Koordinaten oder in phasenorientierten Koordinaten agieren. Als Folge entstehen Regler, die entweder bei der Transformation der Stellgröße Potenziale einbüßen, oder durch das Agieren in Phasenkoordinaten ein überbestimmtes System mit noch größeren Nachteilen ergeben.

Eine weitere, wesentliche Herausforderung der Sliding-Mode-Regelung sind die Strom- und Momentenrippel, beziehungsweise das Rattern. Die bekannten Maßnahmen gegen Rattern sind größtenteils komplex (wie beispielsweise modellbasierte Verfahren) oder beeinträchtigen die positiven Eigenschaften (wie zum Beispiel nachgeschaltete Modulationsverfahren). Des Weiteren wurde ein ausführlicher und aussagekräftiger Vergleich dieser Verfahren gegenüber der PI-PWM-Stromregelung unter realistischen industriellen Bedingungen bisher nicht erbracht. Dies wäre in Bezug auf die Anwendung bei Vorschubantrieben jedoch unerlässlich.

2.4 Direkte Momentenregelung

Die Direkte Momentenregelung (Englisch: Direct Torque Control, DTC) hat ihren Ursprung in der Idee, die Momentenregelung eines Antriebs ohne Einsatz von Positions- oder Drehzahlsensoren zu realisieren. Das Prinzip der DTC liegt in der direkten Auswahl der Statorspannung bzw. des entsprechenden Schaltzustandes der Leistungselektronik in Abhängigkeit von Regelfehlern in Moment und Statorfluss. Diese Fehler werden typischerweise mit Hysteresegliedern bewertet. Abbildung 2.9 verdeutlicht das Prinzip der DTC-Verfahren. Die Auswahl des Spannungsvektors erfolgt anhand einer vorberechneten Schalttabelle, so dass eine gewünschte Änderung des Statorflusses resultiert.

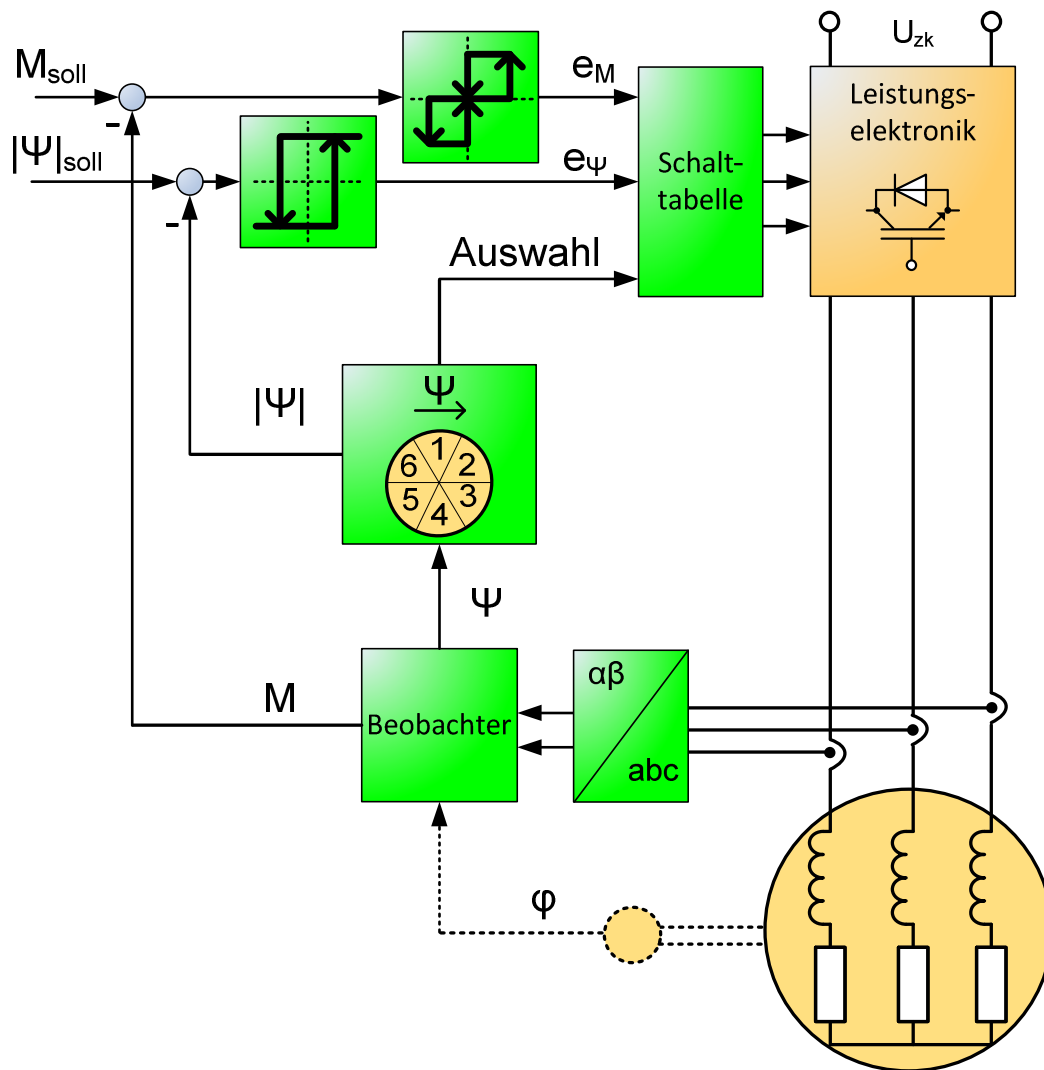


Abbildung 2.9: Prinzip des DTC Verfahrens nach [Takahashi et. all 1986]

Die Theorie der DTC wurde ursprünglich für Asynchronmaschinen entwickelt [Depenbrock 1988], [Takahashi et. all 1986]. Seit Ende der Neunzigerjahre wird DTC für die Anwendung an permanentmagneterregten Synchronmaschinen untersucht. Dabei wurden mehrere Modifikationen der DTC entwickelt. Diverse Schätzungsverfahren wie Kalman-Filter [Jilong et. all 2008] und Sliding-Mode-Beobachter [Zhao et. all 2007] wurden untersucht, verschiedene konstruktive Veränderungen, wie eine neue Topologie der Leistungselektronik [Guo et. all 2009] und Filter [Chen et. all 2007] sowie Realisierungen auf diversen Plattformen (DSP [Swierczynski et. all 2002], [Luukko et. all 2007], dSpace [Swierczynski et. all 2008], FPGA [Wang et. all 2011])

wurden publiziert. Es sind Modifikationen von DTCs bekannt, die sich speziell auf einen verlustoptimalen Betrieb der PMSM konzentrieren [Zhang et. all 2011], [Meyer et. all 2007]. Auch Verfahren, die die DTC mit Raumzeiger-PWM vereinen, wurden entwickelt [Swierczynski et. all 2002], [Sheng et. all 2007], [Swierczynski et. all 2008].

Eine gute Zusammenfassung von DTCs an PMSM und ein Überblick über publizierte Verfahren ist in Sammelwerken wie [Ozcira et. all 2011] und [Vyncke et. all 2006] zu finden. Trotz der Vielfalt bekannter DTC-Erweiterungen bleibt der Grundgedanke in allen Arbeiten gleich – der Schaltzustand der Leistungselektronik wird nach der Auswertung des Fehlers zwischen dem Soll- und dem geschätzten Ist-Moment eingestellt. Durch den Schaltzustand werden der Flusswinkel und die Amplitude eingestellt. Dabei wird die Schätzung des Flusses notwendig. Die Qualität der Schätzung des Flusses bestimmt im Wesentlichen die Performance dieser Verfahren. Dies setzt eine möglichst genaue Kenntnis der Motorparameter und/oder eine gute Beobachtung in Echtzeit voraus. Jedoch ist dies wegen den möglichen Schwankungen der Parameter nicht trivial. Außerdem besteht dabei die Gefahr, dass ein beliebig kleines Offset durch den Integrator in der Berechnungsformel aufintegriert wird, was zu erheblichen Regelabweichungen führen kann [Vyncke et. all 2006]. Bei geberloser Regelung sind insbesondere die Bereiche kleiner Drehzahlen und die Ermittlung der Rotorposition direkt nach dem Einschalten des Reglers kritisch. Die PMSM ist bei den Drehzahlen nahe Null nicht beobachtbar. Die wesentlichen Eigenschaften der DTC sind in Tabelle 11 zusammengefasst.

Kommerziell verfügbare Frequenzumrichter mit DTC für den industriellen Einsatz werden von ABB Ltd. vermarktet. Sie haben als Basis ein genaues adaptives Motormodell und können in diversen Industrie- und Maschinenbauapplikationen eingesetzt werden [NN 2000], [Ling et. all 2006]. Typisches Einsatzgebiet der DTC bleiben dennoch Antriebe höherer Leistungsklassen, zum Beispiel in Triebfahrzeugen. Der Einsatz von DTC in positionsgeregelten Vorschubantrieben ist nicht bekannt.

Tabelle 11: Eigenschaften der DTC

Merkmale	Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none">• Regelung des Flusses• Modellbasiertes Verfahren	<ul style="list-style-type: none">• Niedrige Schaltfrequenz möglich• Hohe Dynamik• Möglichkeit zur geberlosen Regelung	<ul style="list-style-type: none">• Schätzung des Flusses erforderlich• Kenntnis der Motorparameter erforderlich• Bei geberloser Regelung: starker Genauigkeitsverlust im Drehzahlbereich um die Null• Im Vergleich zu feldorientierter Regelung höhere Strom- und Momentenrippel

2.5 Zusammenfassung der Defizite und Lösungsansatz

In den Kapiteln 2.1 – 2.4 wurden Alternativen zur klassischen PI-PWM-Stromregelung beschrieben. Entsprechend der Zielsetzung im Kapitel 1.2 sind die direkten Stromregelverfahren von besonderem Interesse. Unabhängig von dem Entwurfsverfahren lassen sich diese in zwei Gruppen einteilen: Verfahren in zweidimensionalen Koordinaten und in dreidimensionalen Phasenkoordinaten. Eine schematische Darstellung beider Gruppen ist in Abbildung 2.10 dargestellt.

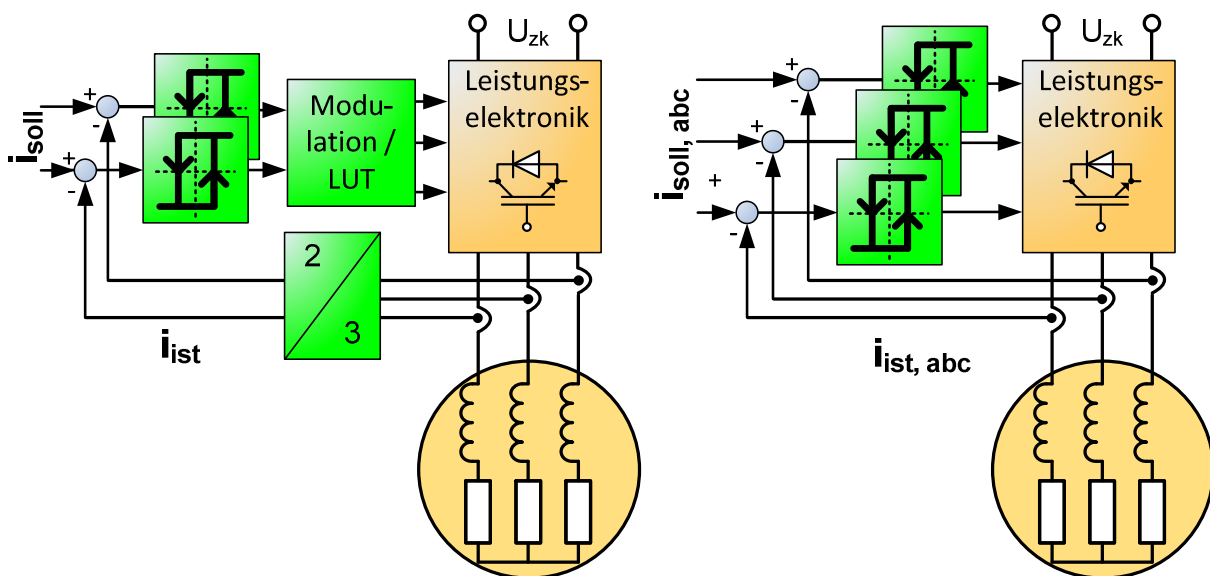


Abbildung 2.10: Schematische Darstellung der direkten Stromregelverfahren in zweidimensionalen (links) und in phasenorientierten Koordinaten (rechts)

Beide Gruppen weisen spezifische Vor- und Nachteile auf, die in Tabelle 12 zusammengefasst sind. So benötigen die Verfahren im zweidimensionalen Raum eine nachgeschaltete Modulation bzw. Lookup-Tabelle, wodurch die Effizienz der Regelung beeinträchtigt wird. Dagegen führt die direkte Regelung in Phasenkoordinaten zu einem überbestimmten System. Dieses zeichnet sich dadurch negativ aus, dass die Bildung der Nullvektoren bei einem solchen Regler dem Zufall überlassen wird. In diesem Fall kann die Stellgröße fehlerhaft berechnet werden.

Tabelle 12: Vor- und Nachteile bekannter direkter Stromregelverfahren

	Zweidimensionale Koordinaten	Phasenbezogene Koordinaten
Vorteile	<ul style="list-style-type: none"> • Zwei entkoppelte Regler möglich (zum Beispiel Regler für momentenbildenden und Aufmagnetisierungsstrom) 	<ul style="list-style-type: none"> • Einfache Implementierung • Hohe Dynamik
Nachteile	<ul style="list-style-type: none"> • Stellgröße muss in phasenorientierte Koordinaten transformiert werden • Effizienzeinbußen durch indirekte Herangehensweise • Viele Verfahren besitzen eine hohe Komplexität 	<ul style="list-style-type: none"> • Drei Regler für zwei Freiheitsgrade • Fehler in Stellgrößenberechnung • Zufällige Bildung der Nullvektoren • Hohe Schaltfrequenz durch Grenzyklen

Die aufgelisteten Nachteile beeinträchtigen den Einsatz der bekannten direkten Stromregelverfahren an Vorschubantrieben. Es besteht daher Forschungsbedarf hinsichtlich eines geeigneten direkten Stromregelverfahrens für Vorschubantriebe, welcher mit vorliegender Arbeit gedeckt werden soll.

Die Schwachstellen existierender direkter Verfahren werden bei der neuen Regelung durch den Entwurf eines Reglers beseitigt, der sowohl in zweidimensionalen feldorientierten Koordinaten als auch in Phasenkoordinaten agiert. Dabei werden die Vorteile beider Strategien kombiniert. Zum einen besitzt der neue Stromregler keine nachgeschaltete Lookup-Tabelle und benötigt keine Modulation. Die Stellgröße für jede Phase wird direkt berechnet. Gleichzeitig werden keine fehlerhaften Stellgrößen zugelassen. Dazu wird ein Teil der Regelung in zweidimensionalen Koordinaten ausgeführt.

Als Lösungsansatz wird eine direkte Stromregelung auf SMC-Basis vorgeschlagen. SMC bietet eine flexible Möglichkeit zum Reglerentwurf und besitzt schaltenden Charakter. Dadurch ist sie besonders geeignet für den Einsatz bei der Leistungselektronik von Vorschubantrieben. Des Weiteren verspricht der Einsatz von SMC hohe Dynamik und Robustheit.

3 Reglerentwurf

Wie in den vorangegangenen Kapiteln gezeigt, sind in der Forschungslandschaft mehrere Alternativen zur PI-PWM-Stromregelung bekannt. Jedoch eignen Sie sich nur bedingt zum Einsatz bei positionsgeregelten Vorschubantrieben. In diesem Kapitel wird gemäß der Zielsetzung aus Kapitel 1.2 der Reglerentwurf eines neuen direkten SM-Stromreglers für die Vorschubantriebe vorgestellt. Dabei werden folgende grundlegende Themen in den jeweiligen Unterkapiteln behandelt:

- Einführung in die Sliding-Mode-Regelung
- Mathematisches Modell einer permanenterregten Synchronmaschine
- Entwurf der SM-Stromregelung und Beweis der Stabilität
- Erweiterung der Reglerstruktur
- Anschauliche Erklärung der entwickelten SM-Stromregelung
- Parametrierung des Reglers
- Zusammenfassung der Erkenntnisse

3.1 Einführung in die Sliding-Mode-Regelung

Sliding-Mode-Regelung ist eine nichtlineare diskontinuierliche Regelung, die in der Literatur auch als strukturvariable Regelung bezeichnet wird. Der Name spiegelt die Tatsache wider, dass während des Betriebs die Systemstruktur variiert wird. Die Regelung schaltet zwischen unterschiedlichen Regelgesetzen um und besitzt somit einen schaltenden Charakter. Weiteres Merkmal der SMC ist die ausgesprochen hohe Robustheit gegen Parameterunsicherheiten und einwirkenden Störungen.

Die Theorie der Sliding-Mode-Regelung ist im Allgemeinen nicht trivial. Eine rein mathematische Beschreibung der Regelung ist komplex und erschwert unnötig das Verständnis eines an sich relativ einfachen Prinzips. Daher wird der Leitgedanke der SMC in der Literatur oft anhand eines motivierenden Beispiels erläutert [Utkin 1993], [Hebisch 1995], [Utkin et. all 1999], [Perruquetti et. all 2002]. Ein solches Beispiel wird auch hier betrachtet.

Gegeben sei ein lineares System

$$\ddot{x} - 5\dot{x} + x = u, \quad \mathbf{3.1-1}$$

Das System wird mit folgendem Regelgesetz geregelt:

$$u = \begin{cases} -10x, & s(\dot{x}, x) > 0 \\ +10x, & s(\dot{x}, x) < 0 \end{cases} \quad \mathbf{3.1-2}$$

wobei gilt,

$$s(\dot{x}, x) = x(\dot{x} + 0.5x) \quad \mathbf{3.1-3}$$

Ist $s(\dot{x}, x) > 0$, wird das System durch folgende Gleichung beschrieben

$$\ddot{x} - 5\dot{x} + 11x = 0 \quad \mathbf{3.1-4}$$

Ist dagegen $s(\dot{x}, x) < 0$, entsteht folgendes System

$$\ddot{x} - 5\dot{x} - 9x = 0 \quad \mathbf{3.1-5}$$

Das Phasenportrait der Systeme zeigen dass keins von den beiden stabil ist (Abbildung 3.1).

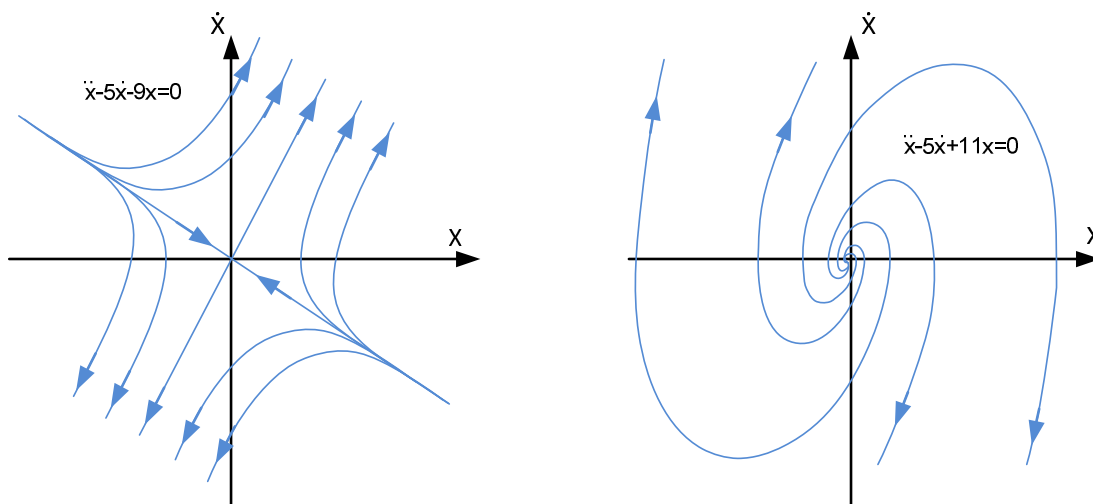


Abbildung 3.1: Schematische Darstellung der Phasenportrait der Teil-Systeme

Die Gleichung $s(\dot{x}, x) = 0$ teilt die Phasenebene in Bereiche, in denen jeweils ein Phasenportrait gilt. Die Funktion $s(\dot{x}, x)$ „schaltet“ zwischen den zwei Teilsystemen um und wird deswegen als Schaltfunktion bezeichnet. Die Gleichung $s(\dot{x}, x) = 0$ beschreibt eine lineare Fläche und wird Schaltfläche genannt. Weitere verbreitete Bezeichnungen sind Hyperebene oder Mannigfaltigkeit. In dem Beispiel ergeben sich zwei Möglichkeiten, bei denen die Schaltfunktion gleich Null sein kann:

$$x = 0, \tag{3.1-6}$$

$$\dot{x} + 0.5x = 0$$

Auf der Kurve $x = 0$ gehen die Trajektorien nahtlos ineinander. Dagegen ist die Dynamik auf der Gerade $\dot{x} + 0.5x = 0$ weder in einem noch in anderem Phasenportrait beschrieben. Die Gerade selbst stellt ein neues dynamisches Teilsystem dar. Aus der Gleichung

$$\dot{x} = -0.5x \tag{3.1-7}$$

ist ersichtlich, dass die beschriebene Dynamik stabil ist und zum Ursprung führt. Diese Systembewegung wird Gleitzustand genannt (Englisch: Sliding Mode).

Das Phasenportrait des geregelten Systems ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Es ist ersichtlich, dass für alle Anfangsbedingungen das geregelte System auf die Schaltgerade geführt wird. Ist sie erreicht, bewegt sich das System in die Ruhelage. Somit ist das geregelte System stabil.

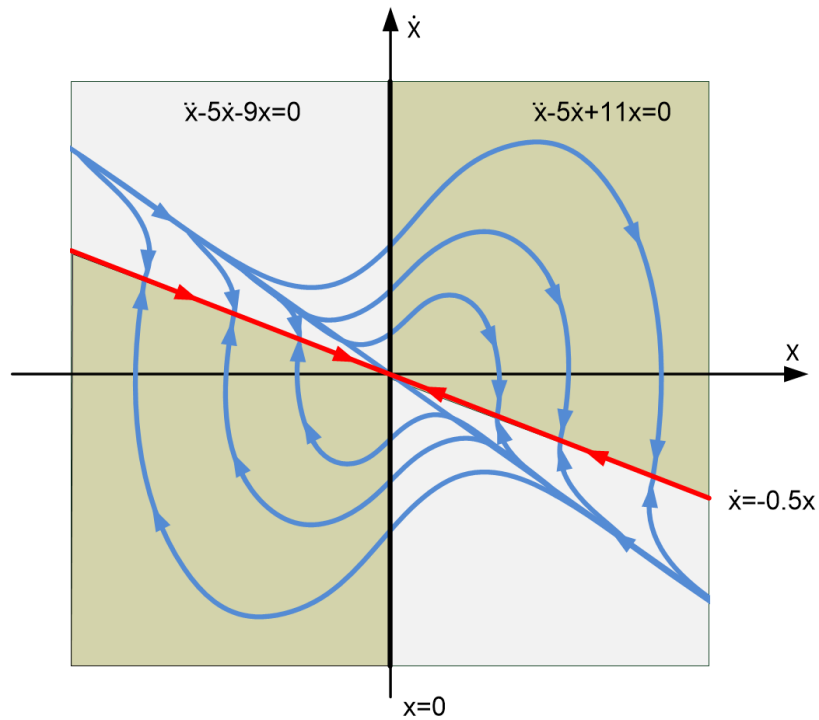


Abbildung 3.2: Phasenportrait des geregelten Systems

Die beschriebene graphische Systembetrachtung kann nur in Ausnahmefällen angewandt werden. Aus dem Beispiel lässt sich jedoch die Vorgehensweise beim Reglerentwurf ableiten:

Gegeben sei folgendes System

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \quad \mathbf{3.1-8}$$

Zunächst wird eine stabile Systemgleichung bzw. die Schaltfunktion $s(\mathbf{x})$ erstellt, die unter Bedingung $s(\mathbf{x}) = 0$ das System in die Ruhelage führt.

Anschließend wird ein Regelgesetz in folgender Form gesucht:

$$\mathbf{u} = \begin{cases} +U(\mathbf{x}), & s(\mathbf{x}) > 0 \\ -U(\mathbf{x}), & s(\mathbf{x}) < 0 \end{cases} \quad \mathbf{3.1-9}$$

bzw.

$$\mathbf{u} = U(\mathbf{x}) * \text{sign}(s(\mathbf{x})) \quad \mathbf{3.1-10}$$

so dass die Schaltfläche $s(\mathbf{x}) = 0$ unter beliebigen Anfangsbedingungen \mathbf{x}_0 erreicht wird.

Ein detaillierter Entwurf des direkten SM-Stromreglers wird im nächsten Kapitel erläutert. Als erster Schritt wird das zugrunde liegende mathematische Modell einer permanenterregten Synchronmaschine vorgestellt.

3.2 Mathematisches Modell einer permanentenerregten Synchronmaschine

Um einen Regler auf SMC-Basis zu entwerfen wird zunächst eine Beschreibung der Regelstrecke benötigt. Dazu wird das allgemein bekannte mathematische Modell einer permanentenerregten Synchronmaschinen (PMSM) eingesetzt, welches zum Beispiel in [Weidauer 2008], [Schröder 2015], [Ong 1997] und [Schröder 2013] zu finden ist. Abbildung 3.3 zeigt das entsprechende rotorfeldorientierte Ersatzschaltbild.

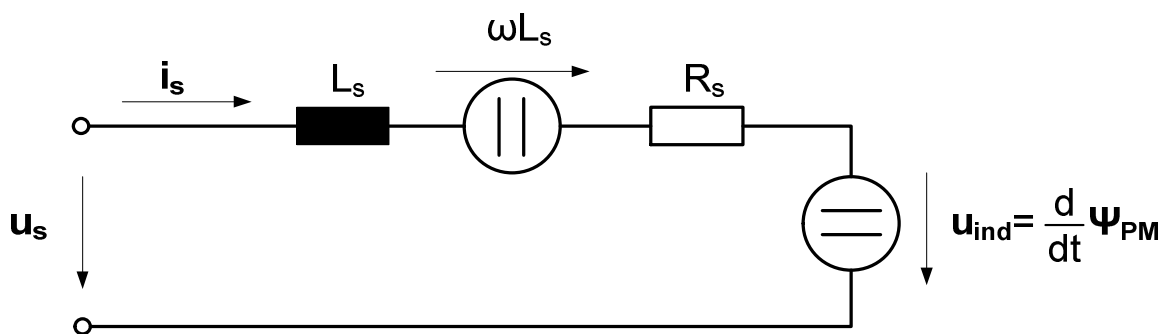


Abbildung 3.3: Ersatzschaltbild der permanentenerregten Synchronmaschine

Aus der Maschenregel ergibt sich die Systemgleichung zu:

$$\mathbf{u}_s = L \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + R\mathbf{i}_s + L\omega_e \mathbf{i}_s + \mathbf{u}_{ind} \quad 3.2-1$$

mit

$$\omega_e = p * \omega \quad 3.2-2$$

Im rotorfeldorientierten Koordinatensystem weist die magnetische Flussverkettung definitionsgemäß in Richtung der d-Achse. Die Komponente in die Richtung der q-Achse ist gleich Null. Die induzierte Spannung wirkt daher nur in der q-Richtung. In feldorientierten Koordinaten lässt sich die Gleichung der permanentenerregten Synchronmaschine wie folgt ausgeschrieben:

$$u_d = L_d \frac{di_d}{dt} + Ri_d - L_q \omega_e i_q \quad \mathbf{3.2-3}$$

$$u_q = L_q \frac{di_q}{dt} + Ri_q + L_d \omega_e i_d + u_{ind}$$

Das erzeugte elektrische Moment wird aus dem Motorstrom nach folgender Gleichung berechnet

$$M_{elektrisch} = \frac{2}{3} p (\psi_{PM} + (L_d - L_q) i_d) i_q \quad \mathbf{3.2-4}$$

Im allgemeinen Fall werden bei Vorschubantrieben symmetrische elektrische Maschinen eingesetzt, bzw. ist die Asymmetrie vernachlässigbar klein. Die Induktivität in beiden Koordinaten kann gleichgesetzt werden

$$L = L_d = L_q \quad \mathbf{3.2-5}$$

In diesem Fall ist das Motormoment lediglich von q-Komponente des Stromes abhängig. Daher wird i_q auch als momentenbildender Strom bezeichnet.

$$M_{elektrisch} = \frac{2}{3} p \psi_{PM} i_q = k_{motor} * i_q \quad \mathbf{3.2-6}$$

Die Gleichungen (3.2-3) und (3.2-6) werden als Blockschaltbild in Abbildung 3.4 veranschaulicht und nachfolgend für den Reglerentwurf eingesetzt.

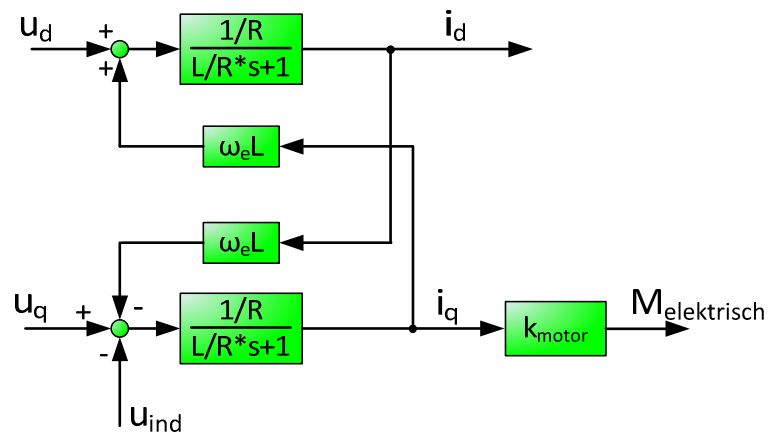


Abbildung 3.4: Blockschaltbild einer PMSM

3.3 Entwurf der SM-Stromregelung und Beweis der Stabilität

Primäre Aufgabe der Stromregelung ist die Minimierung der Abweichung zwischen dem Soll- und Ist-Strom. Der zu minimierende Regelfehler e wird in den feldorientierten Koordinaten wie folgt beschrieben:

$$\mathbf{e}_{dq} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} i_{d,soll} - i_{d,ist} \\ i_{q,soll} - i_{q,ist} \end{bmatrix} \quad \mathbf{3.3-1}$$

Die Induktivität wird als konstant angenommen und verändert die prinzipielle Fehlerberechnung nicht. Sie ist lediglich für die späteren Vereinfachungen der Gleichungen relevant. Den momentenbildenden Soll-Strom $i_{q,soll}$ gibt der Drehzahlregler beziehungsweise die Vorsteuerung vor. Der Aufmagnetisierungsstrom i_d wird im Betrieb ohne Feldschwächung zur Null geregelt. Bei der Feldschwächung wird $i_{d,soll}$ in Abhängigkeit von Motorparametern, gewünschter Drehzahl und Drehmoment nach den allgemein bekannten Verfahren zum Beispiel aus [Schröder 2015] oder [Nalepa et. al 2008] eingestellt. Typischerweise wird die Feldschwächung bei Vorschubantrieben nicht angewandt [Pritschow 2006]. Dennoch wird beim Reglerentwurf der allgemeine Fall mit $i_{q,soll}$ ungleich Null betrachtet.

Um eine bleibende Regelabweichung zu eliminieren wird zusätzlich zum Fehler das Integral des Fehlers über die Zeit zu Null geregelt. Dafür wird eine neue Systemgröße Epsilon eingeführt, die wie folgt definiert ist:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{dq} = \mathbf{e}_{dq} + \lambda \int \mathbf{e}_{dq} dt \quad \mathbf{3.3-2}$$

Sie wird im Weiteren als Fehlerfunktion bezeichnet. Dabei ist λ ein frei wählbarer Parameter.

Die Fehlerfunktion kann, genau wie die anderen Systemgrößen, mit Hilfe von Transformationsmatrizen die im Anhang aufgeführt sind, im phasenbezogenen Koordinatensystem ausgedrückt werden:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{abc} = A_{abc}^{dq} \boldsymbol{\varepsilon}_{dq} \quad \mathbf{3.3-3}$$

Die Gleichungen der Synchronmaschine aus dem Kapitel 3.2 lassen sich wie folgt umschreiben:

$$\frac{di_d}{dt} = \omega_e i_q - \frac{R}{L} i_d + \frac{1}{L} u_d \quad \mathbf{3.3-4}$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\omega_e i_d - \frac{R}{L} i_q - \frac{1}{L} k_{emk} \omega_e + \frac{1}{L} u_q \quad \mathbf{3.3-5}$$

Mit diesen Gleichungen wird die Ableitung der Fehlerfunktion wie folgt ausgeschrieben:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_d \\ \dot{\varepsilon}_q \end{bmatrix} = & \\ & \underbrace{\begin{bmatrix} L \frac{di_{d,soll}}{dt} \\ L \frac{di_{q,soll}}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_{emk} \omega_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & -L\omega_e \\ L\omega_e & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}}_{F_{dq}} + \lambda \underbrace{\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}}_{E_{dq}} \\ & - \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \mathbf{3.3-6}$$

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_{dq} = \mathbf{F}_{dq} + \lambda \mathbf{E}_{dq} - \mathbf{u}_{dq} \quad \mathbf{3.3-7}$$

Die Gleichung beschreibt ein lineares zeitinvariantes System, welches die Ruhelage im Ursprung $\boldsymbol{\varepsilon}_{dq} = 0$ besitzt. Dieses System wird nun mittels Sliding-Mode-Regelung geregelt.

Die Phasenspannung und somit auch die feldorientierte Spannung werden durch den aktuellen Schaltzustand der Leistungselektronik beschrieben:

$$\mathbf{u}_{dq} = A_{dq}^{abc} \mathbf{u}_{abc} = A_{dq}^{abc} A_{abc}^{123} \boldsymbol{\Psi}_{abc} = A_{dq}^{abc} \boldsymbol{\Psi}_{abc} \quad 3.3-8$$

Somit besteht ein direkter Zusammenhang zwischen der Fehlerfunktion $\boldsymbol{\varepsilon}_{dq}$ und dem diskontinuierlichen Schaltzustand der Leistungselektronik, bzw. den daraus resultierenden elektrischen Potenzialen an den Motorklemmen:

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_{dq} = \mathbf{F}_{dq} + \lambda \mathbf{E}_{dq} - A_{dq}^{abc} \boldsymbol{\Psi}_{abc} \quad 3.3-9$$

Zu beachten ist, dass die elektrischen Potenziale lediglich die Werte $\pm \frac{U_{zk}}{2}$ annehmen können:

$$\boldsymbol{\Psi}_{abc} = \begin{bmatrix} \pm \frac{U_{zk}}{2} \\ \pm \frac{U_{zk}}{2} \\ \pm \frac{U_{zk}}{2} \end{bmatrix} = \frac{U_{zk}}{2} \begin{bmatrix} \pm 1 \\ \pm 1 \\ \pm 1 \end{bmatrix} \quad 3.3-10$$

Der Vektor $[\pm 1 \quad \pm 1 \quad \pm 1]^T$ zeigt direkt den Schaltzustand der dreiphasigen Brückenschaltung. Das Ziel ist nun einen Regler wie folgt zu entwerfen:

$$\boldsymbol{\Psi}_{abc} = \frac{U_{zk}}{2} \text{sign}(\mathbf{S}_{abc}) \quad 3.3-11$$

mit \mathbf{S}_{abc} als Schaltfunktion. Dabei gilt:

$$\text{sign}(\mathbf{S}_{abc}) = \begin{bmatrix} \text{sign}(S_a) \\ \text{sign}(S_b) \\ \text{sign}(S_c) \end{bmatrix} \quad 3.3-12$$

Im Gegenteil zu dem allgemeinen SMC-Reglerentwurf ist der Verstärkungsfaktor vor der Signum-Funktion im Regelgesetz konstant und unabhängig von Systemzuständen. Der Grund dafür ist eine konstante, nicht verstellbare Zwischenkreisspannung.

Das Ziel ist das System mit dem Regler in den Ursprung $\boldsymbol{\varepsilon}_{dq} = 0$ zu bringen. Die Schaltfunktion soll so entworfen werden, dass die Fehlerfunktion in endlicher Zeit gegen Null geht. Daher ist es naheliegend als Schaltfunktion die Fehlerfunktion selbst zu nehmen:

$$\mathbf{S}_{abc} = A_{abc}^{dq} \boldsymbol{\varepsilon}_{dq} \quad \mathbf{3.3-13}$$

Die Schaltfläche beschreibt folgende Dynamik:

$$\mathbf{S}_{abc} = A_{abc}^{dq} \boldsymbol{\varepsilon}_{dq} = 0; \text{ bzw. } \boldsymbol{\varepsilon}_{dq} = 0 \quad \mathbf{3.3-14}$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{dq} = \mathbf{e}_{dq} + \lambda \int \mathbf{e}_{dq} dt = 0 \quad \mathbf{3.3-15}$$

$$\mathbf{e}_{dq} = -\lambda \int \mathbf{e}_{dq} dt \quad \mathbf{3.3-16}$$

$$\dot{\mathbf{e}}_{dq} = -\lambda \mathbf{e}_{dq} \quad \mathbf{3.3-17}$$

Die letzte Gleichung zeigt, dass bei $\lambda > 0$ die Schaltfläche eine stabile Dynamik besitzt und dass der Betrag der Stromfehler gegen Null geht.

Eingesetzt in **3.3-11** ergibt sich daraus folgender Regelgesetz:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\Psi}_{abc} &= \frac{U_{zk}}{2} \text{sign}(\mathbf{S}_{abc}) = \frac{U_{zk}}{2} \text{sign}(A_{abc}^{dq} \boldsymbol{\varepsilon}_{dq}) \\ &= \frac{U_{zk}}{2} \text{sign}(\boldsymbol{\varepsilon}_{abc}) \end{aligned} \quad \mathbf{3.3-18}$$

Mit der direkten Methode von Ljapunov (siehe Anhang) wird die Stabilität des Reglers mit dem vorgeschlagenen Regelgesetz geprüft. Dazu wird folgende Ljapunov-Funktion eingesetzt:

$$V = \frac{1}{2} * \boldsymbol{\varepsilon}_{dq}^T \boldsymbol{\varepsilon}_{dq} \quad \mathbf{3.3-19}$$

Diese Funktion entspricht der halben Summe der Quadrate und ist positiv semidefinit. Um die Stabilität des Reglers im Sinne von Ljapunov zu beweisen ist es ausreichend zu zeigen, dass die Ableitung der Ljapunov-Funktion \dot{V} negativ definit ist. Die Ableitung der Ljapunov-Funktion berechnet sich dabei wie folgt:

$$\dot{V} = \boldsymbol{\varepsilon}_{dq}^T \dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_{dq} = \boldsymbol{\varepsilon}_{dq}^T (\mathbf{F}_{dq} + \lambda \mathbf{E}_{dq} - \mathbf{u}_{dq}) = \quad \mathbf{3.3-20}$$

$$= \underbrace{(\mathbf{A}_{dq}^{abc} \boldsymbol{\varepsilon}_{abc})^T (\mathbf{F}_{dq} + \lambda \mathbf{E}_{dq})}_{\dot{V}_I} - \underbrace{(\mathbf{A}_{dq}^{abc} \boldsymbol{\varepsilon}_{abc})^T \mathbf{A}_{dq}^{abc} \boldsymbol{\Psi}_{abc}}_{\dot{V}_{II}} \quad \mathbf{3.3-21}$$

Im Weiteren werden die Teilgleichungen \dot{V}_I und \dot{V}_{II} getrennt betrachtet. Zunächst wird \dot{V}_I vereinfacht:

$$\begin{aligned} \dot{V}_I &= (\mathbf{A}_{dq}^{abc} \boldsymbol{\varepsilon}_{abc})^T (\mathbf{F}_{dq} + \lambda \mathbf{E}_{dq}) \\ &= \boldsymbol{\varepsilon}_{abc}^T (\mathbf{A}_{dq}^{abc})^T (\mathbf{F}_{dq} + \lambda \mathbf{E}_{dq}) \end{aligned} \quad \mathbf{3.3-22}$$

Mit der neu definierten Größen

$$\mathbf{F}_{abc}^* = \begin{bmatrix} F_a^* \\ F_b^* \\ F_c^* \end{bmatrix} = (\mathbf{A}_{dq}^{abc})^T \mathbf{F}_{dq} \quad \mathbf{3.3-23}$$

und

$$\mathbf{E}_{abc}^* = \begin{bmatrix} E_a^* \\ E_b^* \\ E_c^* \end{bmatrix} = (\mathbf{A}_{dq}^{abc})^T \mathbf{E}_{dq} \quad \mathbf{3.3-24}$$

ergibt sich

$$\begin{aligned} \dot{V}_I &= \boldsymbol{\varepsilon}_{abc}^T (\mathbf{F}_{abc}^* + \mathbf{E}_{abc}^*) = \\ &\varepsilon_a (F_a^* + \lambda E_a^*) + \varepsilon_b (F_b^* + \lambda E_b^*) + \varepsilon_c (F_c^* + \lambda E_c^*) \end{aligned} \tag{3.3-25}$$

Für die Berechnung von \dot{V}_{II} und weitere korrekte Berechnung der Ableitung der Ljapunov-Funktion \dot{V} ist eine Fallunterscheidung notwendig:

Fall a) Die Signum-Funktionen sind nicht alle identisch.

Mathematisch kann das wie folgt beschrieben werden:

$$\text{sign}(\varepsilon_l) \neq \text{sign}(\varepsilon_m) = \text{sign}(\varepsilon_n) \quad \mathbf{3.3-26}$$

mit $l \neq m \neq n$ und $l, m, n \in \{a, b, c\}$.

Physikalisch beschreibt diese Gleichung sechs mögliche aktive Spannungsvektoren (siehe Anhang). Die Nullvektoren V_0 und V_7 werden in dem Fall b) betrachtet.

Für \dot{V}_{II} gilt

$$\begin{aligned} \dot{V}_{II} &= (A_{dq}^{abc} \boldsymbol{\varepsilon}_{abc})^T A_{dq}^{abc} \boldsymbol{\Psi}_{abc} = \\ \boldsymbol{\varepsilon}_{abc}^T (A_{dq}^{abc})^T A_{dq}^{abc} \boldsymbol{\Psi}_{abc} &= \boldsymbol{\varepsilon}_{abc}^T (A_{\alpha\beta}^{abc})^T \underbrace{(A_{dq}^{\alpha\beta})^T}_{I} A_{dq}^{\alpha\beta} A_{\alpha\beta}^{abc} \boldsymbol{\Psi}_{abc} \quad \mathbf{3.3-27} \\ &= \boldsymbol{\varepsilon}_{abc}^T (A_{\alpha\beta}^{abc})^T A_{\alpha\beta}^{abc} \boldsymbol{\Psi}_{abc} \end{aligned}$$

Die Matrix $\mathcal{X} = (A_{\alpha\beta}^{abc})^T A_{\alpha\beta}^{abc}$ ist singularär und berechnet sich wie folgt:

$$\mathcal{X} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = \frac{4}{9} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix}}_{\mathcal{X}} \quad \mathbf{3.3-28}$$

\dot{V}_{II} lässt sich somit wie folgt berechnen:

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_{II} &= \boldsymbol{\varepsilon}_{abc}^T \mathcal{X} \boldsymbol{\Psi}_{abc} = [\varepsilon_a \ \varepsilon_b \ \varepsilon_c] \mathcal{X} \frac{U_{zk}}{2} \begin{bmatrix} \text{sign}(\varepsilon_a) \\ \text{sign}(\varepsilon_b) \\ \text{sign}(\varepsilon_c) \end{bmatrix} = \\
 &= \frac{4 U_{zk}}{9} \frac{1}{2} \left\{ \varepsilon_a \text{sign}(\varepsilon_a) - \varepsilon_a \frac{1}{2} \langle \text{sign}(\varepsilon_b) + \text{sign}(\varepsilon_c) \rangle + \right. \\
 &\quad \left. + \varepsilon_b \text{sign}(\varepsilon_b) - \varepsilon_b \frac{1}{2} \langle \text{sign}(\varepsilon_a) + \text{sign}(\varepsilon_c) \rangle + \right. \\
 &\quad \left. + \varepsilon_c \text{sign}(\varepsilon_c) - \varepsilon_c \frac{1}{2} \langle \text{sign}(\varepsilon_a) + \text{sign}(\varepsilon_b) \rangle \right\}
 \end{aligned} \tag{3.3-29}$$

Unter der getroffenen Annahme $\text{sign}(\varepsilon_l) \neq \text{sign}(\varepsilon_m) = \text{sign}(\varepsilon_n)$ werden zwei von drei Ausdrücken in eckigen Klammern gleich Null sein. Somit ergibt sich

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_{II} &= \\
 &\frac{4 U_{zk}}{9} \frac{1}{2} \left\{ |\varepsilon_l| + |\varepsilon_m| + |\varepsilon_n| - \varepsilon_l \frac{1}{2} (\text{sign}(\varepsilon_m) + \text{sign}(\varepsilon_n)) \right\} = \\
 &\frac{4 U_{zk}}{9} \frac{1}{2} \{ 2|\varepsilon_l| + |\varepsilon_m| + |\varepsilon_n| \}
 \end{aligned} \tag{3.3-30}$$

Nun können \dot{V}_I und \dot{V}_{II} für den Fall a) in die Ableitung der Ljapunov-Funktion zusammengefasst werden:

$$\begin{aligned}
 \dot{V} &= \varepsilon_a (F_a^* + \lambda E_a^*) + \varepsilon_b (F_b^* + \lambda E_b^*) + \varepsilon_c (F_c^* + \lambda E_c^*) \\
 &\quad - \frac{4 U_{zk}}{9} \frac{1}{2} \{ 2|\varepsilon_l| + |\varepsilon_m| + |\varepsilon_n| \}
 \end{aligned} \tag{3.3-31}$$

Solange $|\varepsilon_l| + |\varepsilon_m| + |\varepsilon_n| \neq 0$, bzw. solange ein Regelfehler vorhanden ist, garantiert folgende Bedingung die negative Definitheit von \dot{V} ($\dot{V} < 0$)

$$U_{zk} > \frac{9}{2} \max(|F_a^* + \lambda E_a^*|, |F_b^* + \lambda E_b^*|, |F_c^* + \lambda E_c^*|) \quad \mathbf{3.3-32}$$

Wenn diese Bedingung erfüllt ist, ist die Stabilität des Reglers garantiert. Eine ausreichend hohe Zwischenkreisspannung ist die einzige Stabilitätsbedingung. Im fehlerfreien Zustand $|\boldsymbol{\varepsilon}_{dq}| = 0$ wird $\dot{V} = 0$ unabhängig von der Höhe der Zwischenkreisspannung.

Dies zeigt, dass der fehlerfreie Zustand durch das direkte Schalten der Leistungselektronik bzw. durch das Aufschalten der aktiven Spannungsvektoren nach dem vorgegebenen Regelgesetz in endlicher Zeit erreicht wird. Dies ist unter getroffenen Annahmen der eindeutige Beweis für Stabilität.

Fall b) Alle Signum-Funktionen sind identisch.

$$\text{sign}(\varepsilon_a) = \text{sign}(\varepsilon_b) = \text{sign}(\varepsilon_c) \quad \mathbf{3.3-33}$$

Dies bedeutet, dass alle Fehlerfunktionen in jeder Phase gleiches Vorzeichen besitzen. Die Summe der Fehlerfunktion berechnet sich wie folgt

$$\begin{aligned} & \sum_{n=a,b,c} \varepsilon_n = \\ & L \sum_{n=a,b,c} \left(i_{\text{soll},n} - i_{\text{ist},n} + \lambda \int (i_{\text{soll},n} - i_{\text{ist},n}) dt \right) \\ & = \sum_{n=a,b,c} i_{\text{soll},n} - \sum_{n=a,b,c} i_{\text{ist},n} \\ & + \lambda \sum_{n=a,b,c} \int i_{\text{soll},n} dt - \lambda \sum_{n=a,b,c} \int i_{\text{ist},n} dt \end{aligned} \quad \mathbf{3.3-34}$$

Die Summe aller Ströme im symmetrischen dreiphasigen System ist stets gleich Null. Die Sollströme für jede Phase werden aus feldorientierten Sollströmen mittels Transformation (siehe Anhang) berechnet und ergeben in der Summe ebenso Null. Letzt-

endlich bedeutet das, dass auch die Summe aller Fehlerfunktionen stets gleich Null ist.

$$\sum_{n=a,b,c} i_{soll(ist),n} = 0 \quad \mathbf{3.3-35}$$

$$\lambda \sum_{n=a,b,c} \int i_{soll(ist),n} dt = \lambda \int \left(\sum_{n=a,b,c} i_{soll(ist),n} \right) dt = 0 \quad \mathbf{3.3-36}$$

$$\sum_{n=a,b,c} \varepsilon_n = 0 \quad \mathbf{3.3-37}$$

Dies bedingt zwangsläufig für den Fall b) (3.3-33), dass jede einzelne Fehlerfunktion ebenso gleich Null ist. Es herrscht ein fehlerfreier Zustand:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\varepsilon}_{abc} &= [0 \ 0 \ 0]^T \\ |\boldsymbol{\varepsilon}_{abc}| &= |\boldsymbol{\varepsilon}_{dq}| = 0 \end{aligned} \quad \mathbf{3.3-38}$$

Da alle Signum-Funktionen gleiches Vorzeichen besitzen, liegen nach dem Regelgesetz alle Motorklemmen auf dem gleichen Potenzial. Der Motor bekommt keine Energie aus dem Zwischenkreis. In diesem Fall gilt

$$\mathbf{u}_{dq} = 0, \quad \dot{V}_{II} = 0 \quad \mathbf{3.3-39}$$

Somit ergibt sich für die Ableitung der Ljapunov-Funktion

$$\dot{V} = \boldsymbol{\varepsilon}_{dq}^T (\mathbf{F}_{dq} + \lambda \mathbf{E}_{dq}) \quad \mathbf{3.3-40}$$

Leicht ersichtlich ist, dass die Ableitung der Ljapunov-Funktion \dot{V} gleich Null bleibt. Dies bedeutet, dass das Aufschalten der Nullvektoren im fehlerfreien Fall erlaubt ist. Der Regler besitzt auch im Fall b) und somit in dem gesamten Bereich Stabilität im Sinne von Ljapunov.

Die Fallunterscheidung aus dem Stabilitätsnachweis kann auch direkt in das Regelgesetz übernommen werden. Der Nullvektor wird gezielt dann angelegt, wenn der fehlerfreie Zustand in allen drei Phasen herrscht. Die Bedingung kann auch in feldorientierten Koordinaten formuliert werden:

$$|\boldsymbol{\varepsilon}_{dq}| = \left| \mathbf{e}_{dq} + \lambda \int \mathbf{e}_{dq} dt \right| = 0 \quad \mathbf{3.3-41}$$

Mathematisch kann das Regelgesetz zunächst wie folgt formuliert werden:

$$\begin{cases} |\boldsymbol{\varepsilon}_{dq}| \neq 0, \rightarrow \boldsymbol{\Psi}_{abc} = \frac{U_{zk}}{2} \text{sign}(\boldsymbol{\varepsilon}_{abc}) \\ |\boldsymbol{\varepsilon}_{dq}| = 0, \rightarrow \boldsymbol{\Psi}_{abc} = [0 \ 0 \ 0]^T \end{cases} \quad \mathbf{3.3-42}$$

Physikalisch bedeutet das, dass dem Antrieb im fehlerfreien Zustand die Energiezufuhr der Zwischenkreisspannung entzogen wird, sodass das System sich nur aus eigener Energie bewegt. Sobald der Fehler ungleich Null wird, wird ein aktiver Spannungsvektor angelegt. Die Fallunterscheidung direkt in dem Regelgesetz beeinflusst die obige Stabilitätsbetrachtung nicht. Es wird lediglich die implizite Fallunterscheidung ausformuliert. Diese Formulierung wird wichtig, wenn kein idealer, im Allgemeinen nicht realisierbarer Regler auf SMC-Basis betrachtet wird, sondern ein praktischer Implementierungsvorschlag für die entworfene SM-Stromregelung ausgearbeitet wird.

An dieser Stelle wird eine neue Systemgröße $\boldsymbol{\sigma}$ eingeführt. Sie wird wie folgt definiert:

$$\boldsymbol{\sigma}_{dq} = \frac{\boldsymbol{\varepsilon}_{dq}}{L} = \frac{\mathbf{e}_{dq} + \lambda \int \mathbf{e}_{dq} dt}{L} = (\mathbf{i}_{dq,soll} - \mathbf{i}_{dq,ist}) + \lambda \int (\mathbf{i}_{dq,soll} - \mathbf{i}_{dq,ist}) \quad \mathbf{3.3-43}$$

Zu beachten ist, dass

$$\text{sign}(\boldsymbol{\sigma}_{abc}) = \text{sign}(\boldsymbol{\varepsilon}_{abc}) \quad \mathbf{3.3-44}$$

Des Weiteren, wenn gilt $|\boldsymbol{\varepsilon}_{dq}| = 0$, dann gilt auch $|\boldsymbol{\sigma}_{dq}| = 0$. Daher kann das **Regelgesetz** ohne Verletzung des Stabilitätsbeweises wie folgt umgeschrieben werden:

$$\begin{cases} |\boldsymbol{\sigma}_{dq}| \neq 0, \rightarrow \boldsymbol{\Psi}_{abc} = \frac{U_{zk}}{2} \text{sign}(\boldsymbol{\sigma}_{abc}) \\ |\boldsymbol{\sigma}_{dq}| = 0, \rightarrow \boldsymbol{\Psi}_{abc} = [0 \ 0 \ 0]^T \end{cases} \quad \mathbf{3.3-45}$$

Im nachfolgenden Kapitel wird aus diesem Regelgesetz eine Regelstruktur abgeleitet und erweitert.

3.4 Erweiterung der Reglerstruktur

Nach dem Regelgesetz 3.3-45 wird in jeder Phase separat berechnet, welcher Schaltbefehl ausgegeben werden soll:

$$\Psi_{abc} = \frac{U_{zk}}{2} \text{sign}(\sigma_{abc})$$

$$= \frac{U_{zk}}{2} \text{sign} \left((i_{abc,soll} - i_{abc,ist}) + \lambda \int (i_{abc,soll} - i_{abc,ist}) \right) \quad 3.4-1$$

Lediglich für die Ausgabe der Nullvektoren werden alle Regelabweichungen gleichzeitig betrachtet.

$$|\sigma_{dq}| = 0, \rightarrow \Psi_{abc} = [0 \ 0 \ 0]^T \quad 3.4-2$$

Die zugrunde liegende Reglerstruktur wurde zunächst in Simulink aufgebaut (Abbildung 3.5).

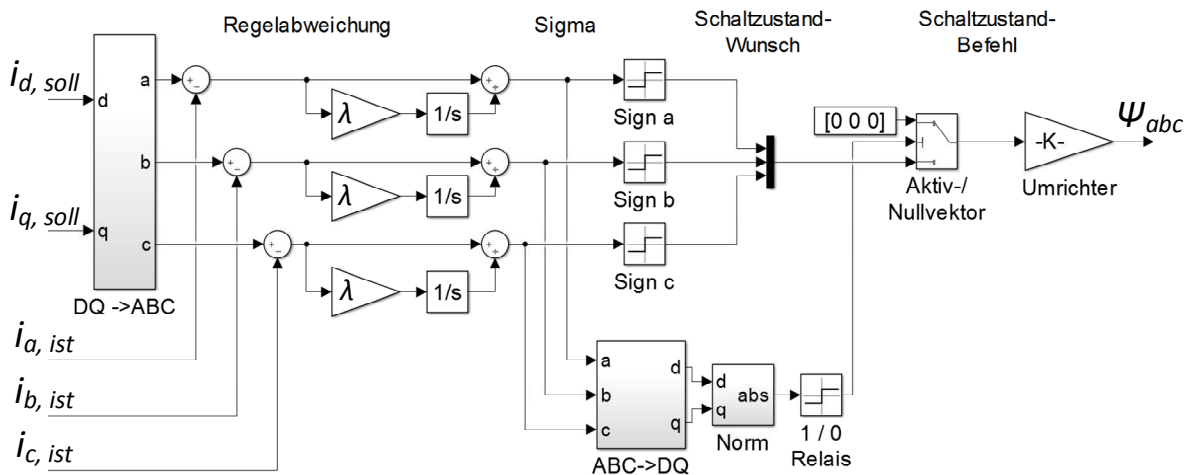


Abbildung 3.5: Grundlegende Struktur des direkten SM-Stromreglers

Die vorgeschlagene Struktur zeigt eine exakte Implementierung des Regelgesetzes 3.3-45. Die Stromregelung wird in Vorschubantrieben als Teil der Kaskadenregelung eingesetzt. Daher wird der Stromsollwert zunächst in feldorientierten Koordinaten

vorgegeben und dann in die Phasenkoordinaten transformiert. In jeder Phase wird die Regelabweichung gebildet, aus der die Schaltfunktion Sigma berechnet wird. Die nachgeschalteten Signum-Funktionen berechnen einen Schaltzustand-Wunsch für jede Phase. Gleichzeitig wird der Fehler in feldorientierten Koordinaten mit einem Relais, beziehungsweise mit der entsprechenden schaltenden Funktion überwacht. Im fehlerfreien Zustand wird ein Befehl zum Anlegen eines Nullvektors an den Umrichter weitergeleitet. Anders wird der Schaltzustand-Wunsch weitergegeben.

Ein Regler mit schaltenden Funktionen besitzt das bekannte Problem aller klassischen SMC – Rattern. Jede kleinste Abweichung vom fehlerfreien Zustand, die zum Beispiel durch Signalrauschen verursacht wird, hat einen Schaltvorgang zur Folge. Im ungünstigsten Fall ändern die Signum-Funktionen ihren Wert mit der maximal möglichen Frequenz, die der Zykluszeit des Reglers entspricht. Schnelle Schaltfrequenzen der Leistungselektronik sind jedoch aus bereits dargelegten Gründen zu vermeiden. Dagegen soll die Zykluszeit des Reglers möglichst kurz bleiben, um die maximale Dynamik und schnelle Ausregelung der Störungen zu erreichen. Ein weit verbreiteter Lösungsansatz bei klassischer SMC ist die Approximation der Signum-Funktionen und Schaltrelais durch Funktionen mit kontinuierlichem Übergang zwischen Schaltzuständen wie zum Beispiel Sättigungsfunktion oder Sigmoidfunktion [Brandtstädter 2009], [Perruquetti et. al 2002]. Jedoch sind kontinuierliche Übergänge bei der schaltenden Leistungselektronik nicht realisierbar. Die IGBTs können nur leitend oder sperrend geschaltet werden.

Um das Rattern zu vermeiden werden hier statt Signum-Funktionen Hysterese-Funktionen eingesetzt. Die Änderung des Wertes der jeweiligen Funktion wird lediglich dann ausgelöst, wenn das Eingangssignal eine festgelegte Schwelle überschreitet. Somit wird die Schaltfrequenz reduziert. Abbildung 3.6 verdeutlicht den Unterschied zwischen Signum- und Hysterese-Funktionen. Die Breite der Hysterese wird dabei durch den Parameter qS bestimmt.

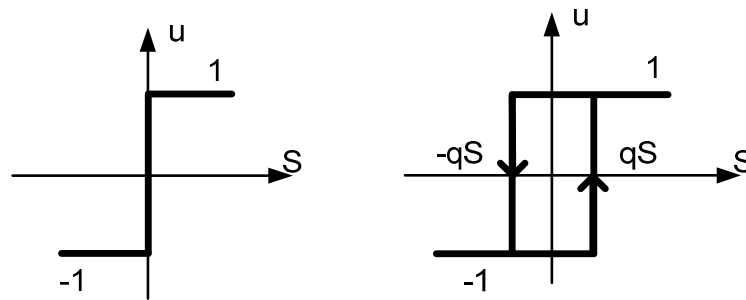


Abbildung 3.6: Graphische Darstellung der Signum-Funktion und entsprechender Hysterese-Funktion

Entsprechend wird das Relais durch eine Hysterese-Funktion ersetzt. Sie kommt bei der Überprüfung des fehlerfreien Zustandes im feldorientierten Koordinatensystem zum Einsatz (Abbildung 3.7). Die Hysteresebreite wird dabei durch die Parameter qV_{min} und qV_{max} bestimmt.

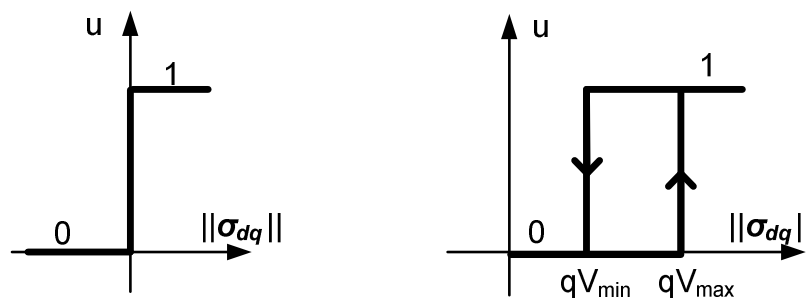


Abbildung 3.7: Graphische Darstellung der Relais- und entsprechender Hysterese-Funktion

Je nachdem welche mathematische Norm $\|\sigma_{dq}\|$ eingesetzt wird, nimmt die Begrenzung des Fehlers in feldorientierten Koordinaten unterschiedliche Formen an. Abbildung 3.8 zeigt ein Beispiel für die Maximumsnorm (Tschebyschew-Norm) und für Standardnorm (euklidische Norm, 2-Norm). Die Parameter qV_{min} und qV_{max} beschreiben dabei Quadraten bzw. Kreise in feldorientierten Koordinaten. Für weitere Untersuchungen wird die weniger konservative Variante, die Maximumsnorm, eingesetzt. Falls eine konservative Regelung gefragt wird, kann auf die quadratische Norm

zurückgegriffen werden. Die prinzipielle Arbeitsweise des Reglers wird dadurch nicht beeinflusst.

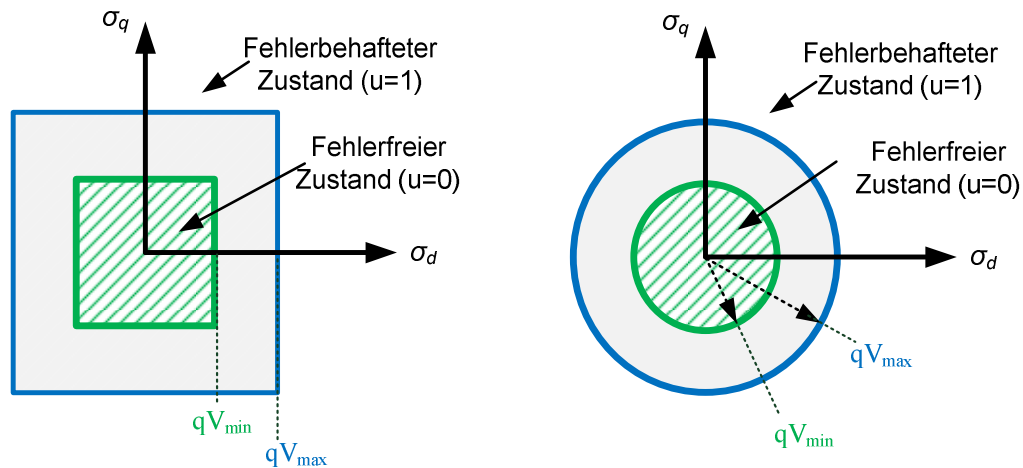


Abbildung 3.8: Form der Hysterese in feldorientierten Koordinaten bei Maximumnorm (links) und quadratischer Norm (rechts)

Der Stabilitätsnachweis aus dem Kapitel 3.2 gilt auch für den Einsatz der Hysterese-glieder. Lediglich innerhalb des Toleranzbereiches der Hysterese gilt die Stabilitätsbetrachtung nicht und es wird keine Stabilität garantiert. Jedoch bewegt sich das System mit wachsender Fehlerfunktion σ wieder in den stabilen Bereich. Mit anderen Worten, es wird eine definierte Abweichung der Fehlerfunktion von Null zugelassen. Dies ist genau das Verhalten, das mit der Hysterese erreicht werden soll, um das Rattern zu vermeiden. Angemerkt sei außerdem, dass die betrachtete Schaltfunktion bzw. die Fehlerfunktion σ die Regelabweichung und das Integral der Regelabweichung beinhaltet. Dies garantiert auch beim Einsatz der Hystereseglieder das Eliminieren bleibender Regelabweichung.

Die Struktur des neuen Reglers wird in Abbildung 3.9 dargestellt. Die Reglerparameter sind qS , qV_{max} , qV_{min} und Lambda. Die Parametrierung des Reglers wird in ein separates Kapitel ausgegliedert. Zuvor wird die Funktionsweise des direkten SM-Stromreglers anschaulich erläutert.

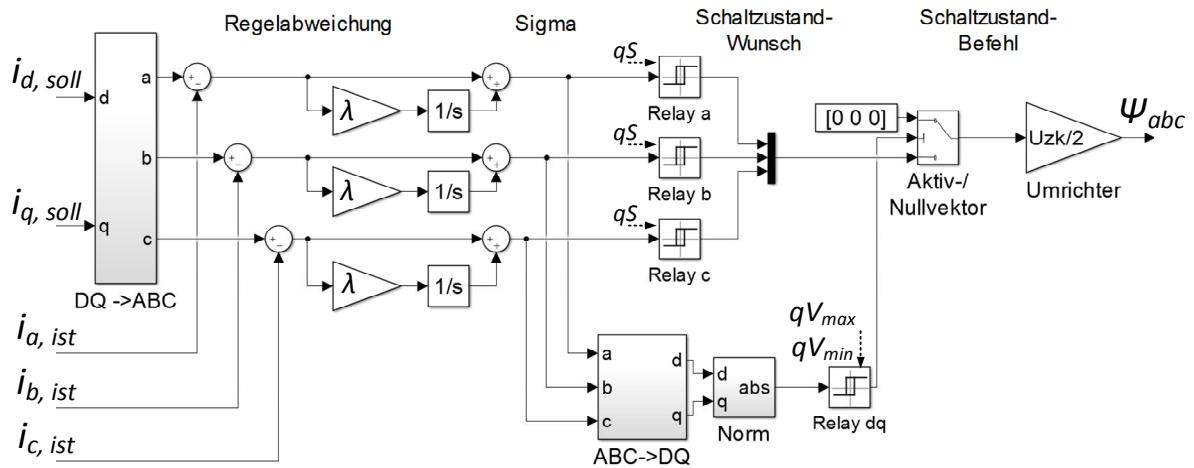


Abbildung 3.9: Strukturbild des direkten SM-Stromreglers

3.5 Anschauliche Erklärung der entwickelten SM-Stromregelung

Ziel dieses Kapitels ist eine anschauliche Erläuterung der Funktionsweise der entwickelten direkten Sliding-Mode-Stromregelung. Die dabei getroffenen Vereinfachungen dienen lediglich dem besseren Verständnis. Die exakten mathematischen Betrachtungen werden, wenn nicht bereits vorgestellt, in nachfolgenden Kapiteln erläutert.

Zunächst wird im Regelgesetz das Integral der Regelfehler vernachlässigt bzw. λ gleich Null gesetzt. In diesem Fall können die Hystereseglieder in Abbildung 3.9 als zulässige Stromfehler in jeder Phase und in feldorientierten Koordinaten verstanden werden (Abbildung 3.10).

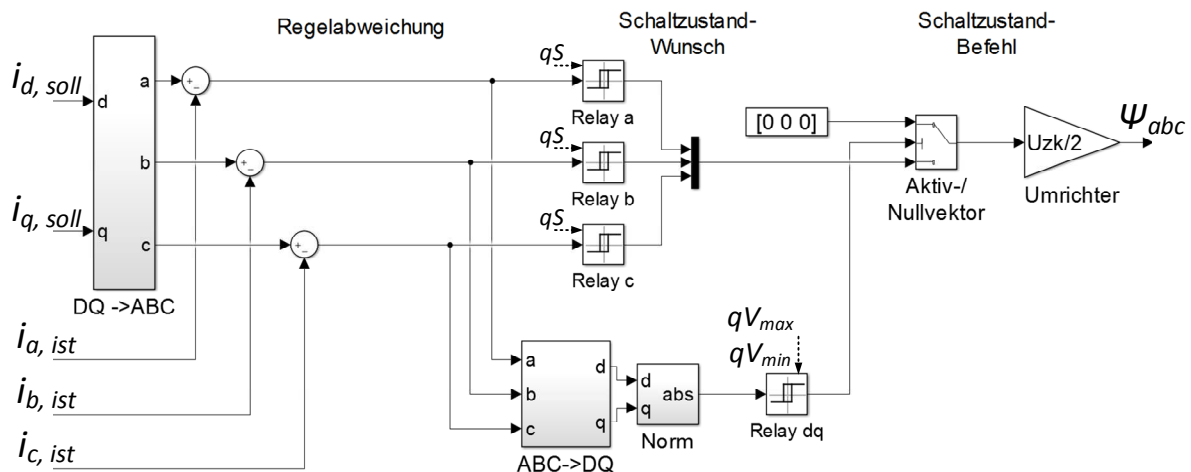


Abbildung 3.10: Vereinfachter direkter SM-Stromregler

Jede Phase besitzt ein Toleranzband, in dem der Regelfehler sich bewegen kann ohne ein Schaltvorgang zu initiieren. Wird der Regelfehler dieses Toleranzband verlassen, wird ein Schaltzustandswunsch für die entsprechende Phase generiert.

Im feldorientierten Raum existiert ebenso ein Toleranzbereich. Damit wird der Regelfehler in den dq-Koordinaten beobachtet. Solange die Amplitude des Fehlers sich im Toleranzbereich befindet, wird keine Spannung, bzw. ein Nullvektor an den Motor клемmen angelegt. Unabhängig davon, wie groß der Regelfehler in einzelnen Phasen ist und welcher Schaltzustandswunsch von den Hysteresegliedern in Phasen generiert wird, werden keine Änderungen des Schaltzustandes vorgenommen. Lediglich wenn

der Fehler im Vektorraum den Toleranzbereich verlässt, wird der Schaltzustandswunsch übernommen und durch die Leistungselektronik eingestellt. Sobald die Amplitude des Fehlers kleiner als die minimale Grenze wird, wird wieder der Nullvektor der Spannung an den Motorklemmen eingestellt. Die Hysterese im Vektorraum schaltet sozusagen den Regler ein und aus. Dadurch dass die Grenzen zum Ein- und Ausschalten (qV_{max} und qV_{min}) nicht aufeinander liegen, wird garantiert, dass der Regler in jedem Zustand für gewisse Zeit verweilt und nicht unendlich oft ein- und ausgeschaltet wird. Dies dient der Reduzierung der Schaltfrequenz.

Wie bereits beschrieben, agiert der Regler gleichzeitig in phasenorientierten und in feldorientierten Koordinaten. Dies sind der Vorteil und das Alleinstellungsmerkmal der neu entworfenen direkten Sliding-Mode-Stromregelung. Durch die Aufteilung der Struktur in phasenorientierte und feldorientierte Koordinaten werden die Nachteile bekannter Verfahren (siehe Kapitel 2) beseitigt. Besonders wichtig ist, dass die Nullvektoren gezielt angelegt werden, obwohl keine Modulation und keine Schalttabelle eingesetzt werden. Die Anordnung der Reglerstruktur in abc- und dq-Koordinaten kann auch als Aufteilung des Regelgesetzes in zwei Teile gesehen werden. In Phasenkoordinaten wird bestimmt, welche Spannungsvektoren angelegt werden müssen. In den feldorientierten Koordinaten wird bestimmt, wann der entsprechende Vektor angelegt wird.

Bislang wurde zum Zweck der Übersichtlichkeit das Integral des Regelfehlers im Regelgesetz vernachlässigt. Die Wirkung des Integrals im Regelkreis kann aus der Analogie zum klassischen PI-Regler leicht nachvollzogen werden. Auch bei SMC sorgt der I-Anteil für die Eliminierung der bleibenden Regelabweichung im stationären Zustand. Abbildung 3.11 veranschaulicht die Wirkung des Integrals.

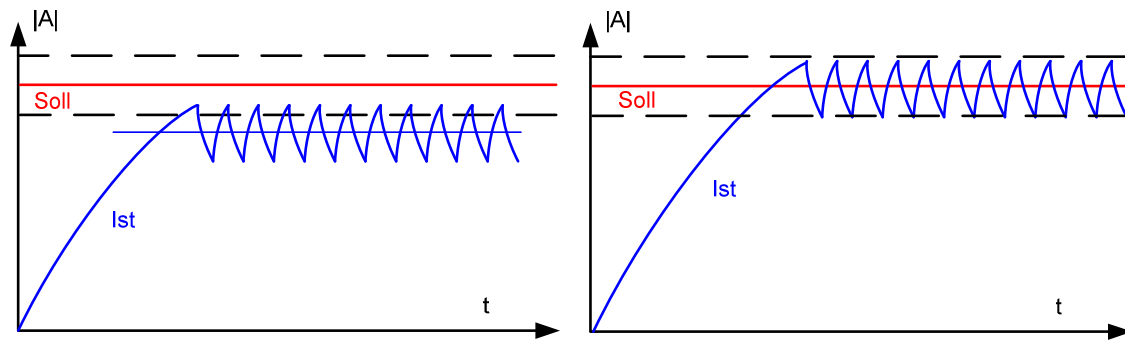


Abbildung 3.11: Schematische Darstellung des SMC ohne und mit Integralanteil im Regelgesetz

Ohne Integral im Regelgesetz wird die SM-Stromregelung die Ist-Größe immer in den Toleranzbereich führen. Der zeitliche Mittelwert der Ist-Größe liegt jedoch nicht exakt auf dem Sollwert. Im schlimmsten anzunehmenden Fall kann er sogar außerhalb des Toleranzbandes liegen. Beim Regelgesetz mit einem Integralanteil wird der Mittelwert der Ist-Größe im eingeschwungenen Zustand direkt auf dem Sollwert bleiben. Der Parameter λ bestimmt dabei die Dynamik, mit der sich der Mittelwert dem Sollwert annähert.

Die erläuterten Vorteile und die Merkmale des entwickelten direkten Sliding-Mode-Stromreglers werden nun zusammengefasst: Der Regler benötigt kein nachgeschaltetes Modulationsverfahren. Die Schaltbefehle werden direkt vom Regler vorgegeben. Dabei agiert die Regelung gleichzeitig in zwei Koordinatensystemen. Die Nullvektoren werden gezielt in Abhängigkeit von der Fehlerfunktion angelegt. Des Weiteren werden die Schaltvorgänge nur dann initiiert, wenn sie tatsächlich zum Ausregeln der Fehler im Strom notwendig sind. Dabei wird außer dem Regelfehler noch der Integralanteil des Fehlers sowohl in Phasenkoordinaten als auch in feldorientierten Koordinaten berücksichtigt. Abschließend kann noch gesagt werden, dass die entwickelte Reglerstruktur der Zielsetzung aus dem Kapitel 1.2 entspricht. Die Parameter des Reglers sind die Breiten der Hystereseglieder und der Relais sowie der Wert des Integralanteils λ . Im nachfolgenden Kapitel wird die Parametrierung des Reglers näher betrachtet.

3.6 Parametrierung des Reglers

In den vorangegangenen Kapiteln wurde eine direkte Stromregelung auf Basis der Sliding-Mode-Regelung entwickelt und ihre Funktionsweise erläutert. In diesem Kapitel wird die Parametrierung des direkten SM-Stromreglers untersucht. Eine vollständige analytische Betrachtung aller Parameterabhängigkeiten im dreiphasigen geregelten System ist wegen Nichtlinearitäten und hoher Systemkomplexität nicht möglich. Um dieses Problem zu umgehen, wird zunächst ein einphasiges Systemmodell erstellt, welches trotz der reduzierten Komplexität die wesentlichen Merkmale des Gesamtsystems aufweist. Im nächsten Schritt werden an diesem Modell die Zusammenhänge zwischen den Regelparametern und dem Verhalten des geregelten Systems untersucht. Abschließend werden die Strategien zu Parametrierung des direkten SM-Stromreglers hergeleitet.

3.6.1 Reduziertes Modell

3.6.1.1 Einphasige Beschreibung der Regelstrecke

Die Erstellung des einphasigen Motormodells ist unter der Annahme möglich, dass der Strom i_d ideal zur Null geregelt wird. In diesem Fall reduziert sich das Modell des elektrischen Kreises der PMSM (siehe Kapitel 3.2) auf den Strang i_q und stellt ein PT1-Glied dar.

$$\frac{i_q}{u} = \frac{1/R}{\frac{L}{R}s + 1} = \frac{1/R}{T_{el}s + 1} \quad \mathbf{3.6.1-1}$$

Um eine möglichst realitätsnahe Abbildung des Systems zu erstellen werden auch die Totzeiten modelliert. Sie entstehen im Wesentlichen aus den Verzögerungen in Messsystemen und bei der Ansteuerung der Leistungselektronik. Die Rechenzeit des Reglers und die Signalverzögerung durch den Istwert-Filter werden ebenso als eine Totzeit approximiert. Alle Totzeiten im System werden zusammengefasst und als eine Ausgangstotzeit modelliert.

$$T_{tot} = T_{Regler} + T_{Leistungselektronik} + T_{Sensoren} + T_{Filter} + T_{alle\ weiteren\ Systemkomponenten} \quad 3.6.1-2$$

Die lineare, auf eine Phase reduzierte Regelstrecke wird nun durch folgende Gleichung beschrieben:

$$\frac{i_q}{u} = \frac{1/R}{T_{el}s + 1} e^{T_{tot}} \quad 3.6.1-3$$

Nachfolgend wird die Struktur der direkten Sliding Mode Stromregelung aus Kapitel 3.4 auf eine Phase reduziert.

3.6.1.2 Einphasige Beschreibung des direkten SM-Stromreglers

Wird die Reglerstruktur aus Abbildung 3.9 auf eine Phase reduziert, so entsteht zunächst ein SM-Regler mit zwei Hysteresegliedern (Abbildung 3.12).

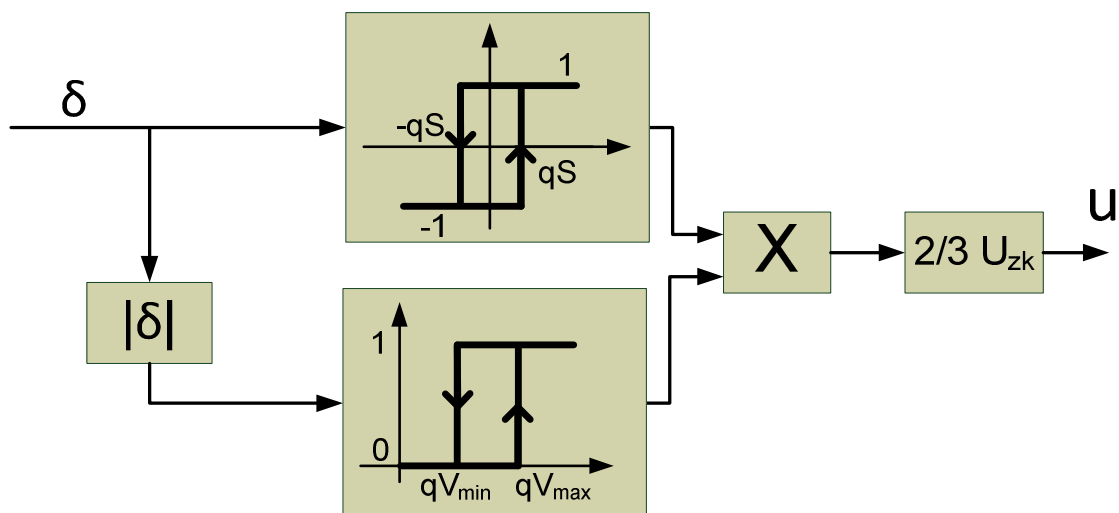


Abbildung 3.12: Einphasiger SM-Stromregler mit zwei Hysteresegliedern

Dabei bestimmt die Überschreitung der Grenze qV_{max} den Zeitpunkt des Schaltvorgangs. Die Auswahl des richtigen Spannungsvektors soll bereits früher erfolgen. Dies

setzt voraus, dass qS kleiner als qV_{max} ist. In diesem Fall können die beiden Hystereseglieder zu einem Dreipunktregler mit Hysterese zusammengefasst werden (Abbildung 3.13).

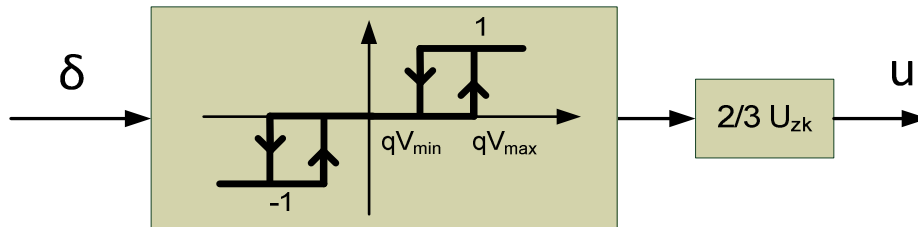


Abbildung 3.13: Einphasiger SM-Stromregler als Dreipunktregler mit Hysterese

3.6.2 Schaltfrequenz und Stromrippel im einphasigen System

Bei einer schaltenden Regelung lässt sich eine Abhängigkeit zwischen der Schaltfrequenz und den Stromrippeln feststellen. Sie wird in Abbildung 3.14 schematisch veranschaulicht. Ist das Toleranzband breit, bzw. besitzt die Hysterese einen großen Wert, so ist die Schaltfrequenz niedrig und die dazugehörigen Stromrippel groß. Umgekehrt ergibt sich bei kleinen Hysteresebreiten eine hohe Schaltfrequenz und eine kleine Amplitude der Stromrippel.

An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, dass die Stromrippel im Stromregelkreis eines Servoantriebs grundsätzlich nicht zu vermeiden sind. Sie werden durch die schaltende Leistungselektronik verursacht. Die Stromrippel sind immer vorhanden, unabhängig vom Regelverfahren, sei es direkte SM-, PI-PWM- oder beliebige andere Stromregelung.

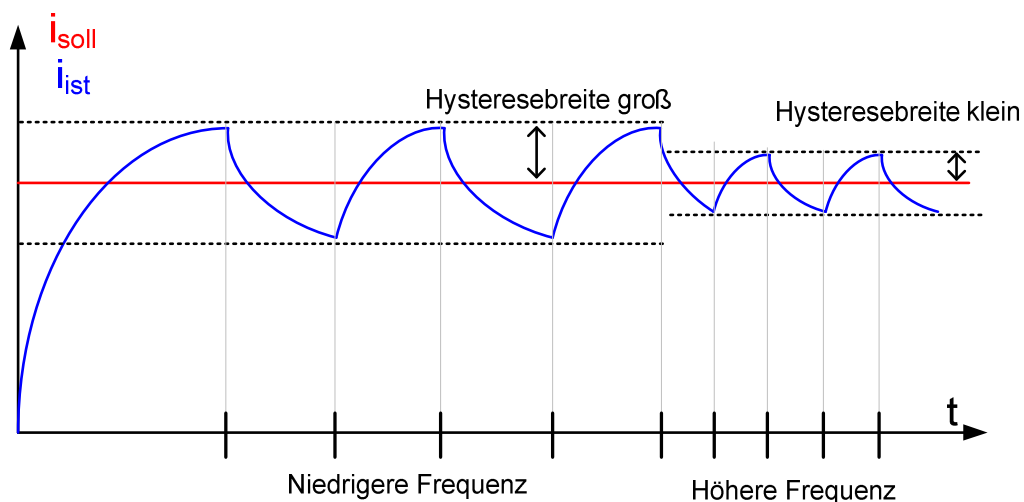


Abbildung 3.14: Zusammenhang zwischen Hysteresebreite und Schaltfrequenz

Um die Leistungselektronik thermisch nicht zu überlasten muss die maximale Schaltfrequenz stets kleiner gleich einem vorgegebenen Wert bleiben. Sinnvollerweise sollte die Schaltfrequenz auf die nominelle PWM-Frequenz begrenzt werden, die für die konkrete Leistungselektronik vom Hersteller vorgegeben wird. Somit erreicht die direkte SM-Stromregelung die Schaltverluste der klassischen PI-PWM-Stromregelung lediglich im ungünstigsten Fall. In allen anderen Fällen besitzt SMC eine deutlich niedrigere Schaltfrequenz, arbeitet somit energieeffizienter und verringert die thermische Belastung der Leistungselektronik.

Es wird die einzustellende Hysteresebreite gesucht, bei der die Schaltfrequenz stets unter der vorgegebenen Grenze bleibt. Um die nachfolgenden Berechnungen anschaulich zu machen, wird im weiteren Verlauf lediglich der positive Bereich der Schaltfunktion σ aus Abbildung 3.13 betrachtet. Bei negativen Werten verhält sich der Regler identisch. Das einphasige Modell der direkten SM-Stromregelung vereinfacht sich dabei wie folgt.

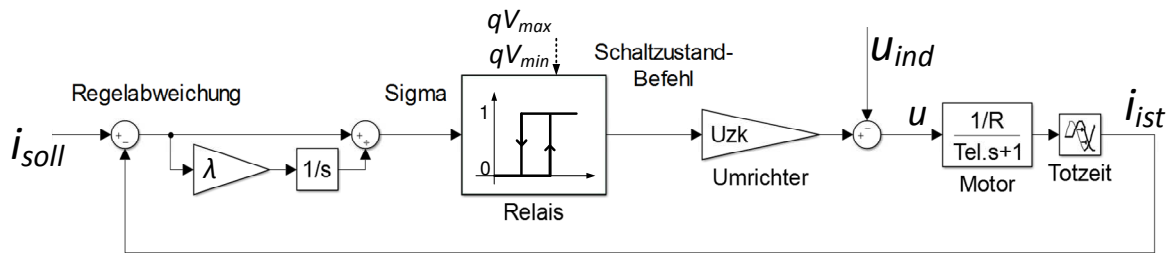


Abbildung 3.15: Struktur des einphasigen Systems

Die Gleichung **3.6.1-3** beschreibt den Motor als eine ohmsch-induktivere Last. Der Stromverlauf über die Zeit wird dabei mittels folgender exponentiellen Funktion beschrieben:

$$i(t) = \frac{U}{R} - \left(\frac{U}{R} - i_{AB} \right) e^{-\frac{t}{T_{el}}} \quad \mathbf{3.6.2-1}$$

Angemerkt sei an dieser Stelle, dass die Totzeit T_{tot} aus der Gleichung **3.6.1-3** in der Zeit t berücksichtigt wird. Dies wird im weiteren Verlauf genauer erläutert.

Die elektrische Zeitkonstante bestimmt die Dynamik des Stromverlaufs. Sie ist im Vergleich zur Periodendauer des Schaltens der Leistungselektronik relativ groß. Die niedrigsten Werte liegen bei Servoantrieben mit kleiner Induktivität im Bereich von einigen wenigen Millisekunden. Der typische Wertebereich für herkömmliche Servoantriebe liegt zwischen 5-25 ms [NN 2005], [NN 2006]. Bei 5-10 kHz ist die Periodendauer des Schaltens 0,1-0,2 ms. Der Faktor zwischen den beiden Zeitenkonstanten liegt daher typischerweise in der Größenordnung 50 bis 100 oder sogar höher. Aus diesem Grund kann der Stromverlauf durch die linearisierte Gleichung mit ausreichender Genauigkeit beschrieben werden:

$$i_{lin}(t) = i(0) + \left. \frac{di(t)}{dt} \right|_{t=0} (t - 0) \quad \mathbf{3.6.2-2}$$

Mit der Anfangsbedingung $i_{AB} = i(0)$

$$i_{lin}(t) = i_{AB} + \frac{d\left(\frac{U}{R} - \left(\frac{U}{R} - i_{AB}\right)e^{-\frac{t}{T_{el}}}\right)}{dt} \Bigg|_{t=0} * (t - 0) \quad \mathbf{3.6.2-3}$$

$$i_{lin}(t) = i_{AB} + \left(\frac{U}{R} - i_{AB}\right) \frac{t}{T_{el}}$$

Schaltet das Hystereseglied sein Ausgang auf Eins um, herrscht im geschlossenen System der eingeschaltete Zustand und an Motorklemmen liegt die maximale Spannung

$$U_h = U_{zk} - U_{ind} = U_{zk} - \omega * k_e \quad \mathbf{3.6.2-4}$$

an. Schaltet das Hystereseglied auf die Null, dann herrscht ausgeschalteter Zustand mit der minimalen Spannung

$$U_l = 0 - U_{ind} = 0 - \omega * k_e \quad \mathbf{3.6.2-5}$$

Für die Ein- und Ausschaltströme ergibt sich:

$$\begin{cases} i_{ein}(t) = i_{ABein} + \left(\frac{U_h}{R} - i_{ABein}\right) \frac{t}{T_{el}} = \frac{U_h}{R} \frac{t}{T_{el}} + i_{ABein} \left(1 - \frac{t}{T_{el}}\right) \\ i_{aus}(t) = i_{ABaus} + \left(\frac{U_l}{R} - i_{ABaus}\right) \frac{t}{T_{el}} = \frac{U_l}{R} \frac{t}{T_{el}} + i_{ABaus} \left(1 - \frac{t}{T_{el}}\right) \end{cases} \quad \mathbf{3.6.2-6}$$

Bei jedem Schaltvorgang wird ein neuer Zeitabschnitt begonnen bzw. beginnt die Berechnung jedes Zustandes immer mit der Zeit $t = 0$. Die Dauer des Zeitabschnitts bzw. die Verweildauer in einem Zustand wird als T bezeichnet. So ist T_{ein} in einem totzeitlosen System die Zeit im eingeschalteten Zustand und T_{aus} die Zeit im ausgeschalteten Zustand. In einem totzeitbehafteten System nach der Gleichung **3.6.1-3** verlängern sich die beiden Zeiten um die Totzeit des gesamten Systems T_{tot} (**3.6.1-2**). Die Anfangsbedingung eines Schaltzustands ist der Endzustand des vorhergehenden Verlaufs:

$$\begin{aligned}
 i_{ABaus} &= i_{ein}(T_{ein} + T_{tot}) = i_{ABein} \\
 &+ \left(\frac{U_h}{R} - i_{ABein} \right) \frac{T_{ein} + T_{tot}}{T_{el}}
 \end{aligned}
 \tag{3.6.2-7}$$

$$\begin{aligned}
 i_{ABein} &= i_{aus}(T_{aus} + T_{tot}) \\
 &= i_{ABaus} + \left(\frac{U_l}{R} - i_{ABaus} \right) \frac{T_{aus} + T_{tot}}{T_{el}}
 \end{aligned}$$

Da der Regler einen Integralanteil besitzt, bleibt im eingeschwungenen Zustand keine Regelabweichung. Dabei gilt

$$i_{ABaus} = i_{soll} + \Delta i, \quad i_{ABein} = i_{soll} - \Delta i
 \tag{3.6.2-8}$$

mit Δi – Amplitude der Stromrippel.

Wird 3.6.2-8 in 3.6.2-7 eingesetzt, folgt

$$i_{soll} + \Delta i = i_{soll} - \Delta i + \left(\frac{U_h}{R} - i_{soll} + \Delta i \right) \frac{T_{ein} + T_{tot}}{T_{el}}
 \tag{3.6.2-9}$$

$$i_{soll} - \Delta i = i_{soll} + \Delta i + \left(\frac{U_l}{R} - i_{soll} - \Delta i \right) \frac{T_{aus} + T_{tot}}{T_{el}}$$

Umgeformt ergibt sich für T_{ein} und T_{aus}

$$\frac{2\Delta i}{\left(\frac{U_h}{R} - i_{soll} + \Delta i \right)} = \frac{T_{ein} + T_{tot}}{T_{el}}
 \tag{3.6.2-10}$$

$$T_{ein} = \frac{T_{el} 2\Delta i}{\left(\frac{U_h}{R} - i_{soll} + \Delta i \right)} - T_{tot}$$

$$\frac{-2\Delta i}{\left(\frac{U_l}{R} - i_{soll} - \Delta i \right)} = \frac{T_{aus} + T_{tot}}{T_{el}}
 \tag{3.6.2-11}$$

$$T_{aus} = \frac{-T_{el}2\Delta i}{\left(\frac{U_l}{R} - i_{soll} - \Delta i\right)} - T_{tot}$$

Die Schaltfrequenz der Leistungselektronik ergibt sich aus den Zeiten T_{ein} , T_{aus} und T_{tot} .

$$F_{schalt} = \frac{1}{T_{ein} + T_{aus} + 2T_{tot}} \quad \mathbf{3.6.2-12}$$

Werden die Gleichungen für T_{ein} und T_{aus} eingesetzt, kann der Zusammenhang zwischen Schaltfrequenz F_{schalt} und Amplitude der Stromrippel Δi aufgeschrieben werden.

$$F_{schalt} = \frac{1}{\frac{T_{el}2\Delta i}{\left(\frac{U_h}{R} - i_{soll} + \Delta i\right)} - T_{tot} - \frac{T_{el}2\Delta i}{\left(\frac{U_l}{R} - i_{soll} - \Delta i\right)} - T_{tot} + 2T_{tot}} \quad \mathbf{3.6.2-13}$$

$$F_{schalt} = \frac{\left(\frac{U_l}{R} - i_{soll} - \Delta i\right)\left(\frac{U_h}{R} - i_{soll} + \Delta i\right)}{T_{el}2\Delta i\left(\frac{U_l}{R} - \frac{U_h}{R} - 2\Delta i\right)} \quad \mathbf{3.6.2-14}$$

Die beschriebene Abhängigkeit zwischen Stromrippel und der Schaltfrequenz existiert unabhängig vom Regelverfahren. Unter den getroffenen Annahmen wird sie im einphasigen System stets mit der obigen Gleichung beschrieben. Die elektrische Zeitkonstante des Motors sowie die Spannungspegel bestimmen die Geschwindigkeit des Stromanstiegs und somit den Stromverlauf. Im eingeschwungenen Zustand mit konstanter Schaltfrequenz entsteht immer dieselbe Amplitude der Stromrippel. Der Einfluss des Sollstroms auf die Stromrippel ist dabei gering. Dies liegt daran, dass im Vergleich zu dem theoretischen Maximalwert des Stromes U_{zk}/R der Sollstrom i_{soll} typischer Weise gering ist. Vielmehr ist die Abhängigkeit von der induzierten Spannung ausgeprägt, die zusammen mit der Zwischenkreisspannung die Höhe der Span-

nungen U_h und U_l bestimmt. Eine beispielhafte Lösung der obigen Gleichung für einen typischen Vorschubantrieb und bei einer maximalen Schaltfrequenz von 10 kHz ist in Abbildung 3.16 dargestellt (Motorparameter befinden sich im Anhang, Kapitel 8.4).

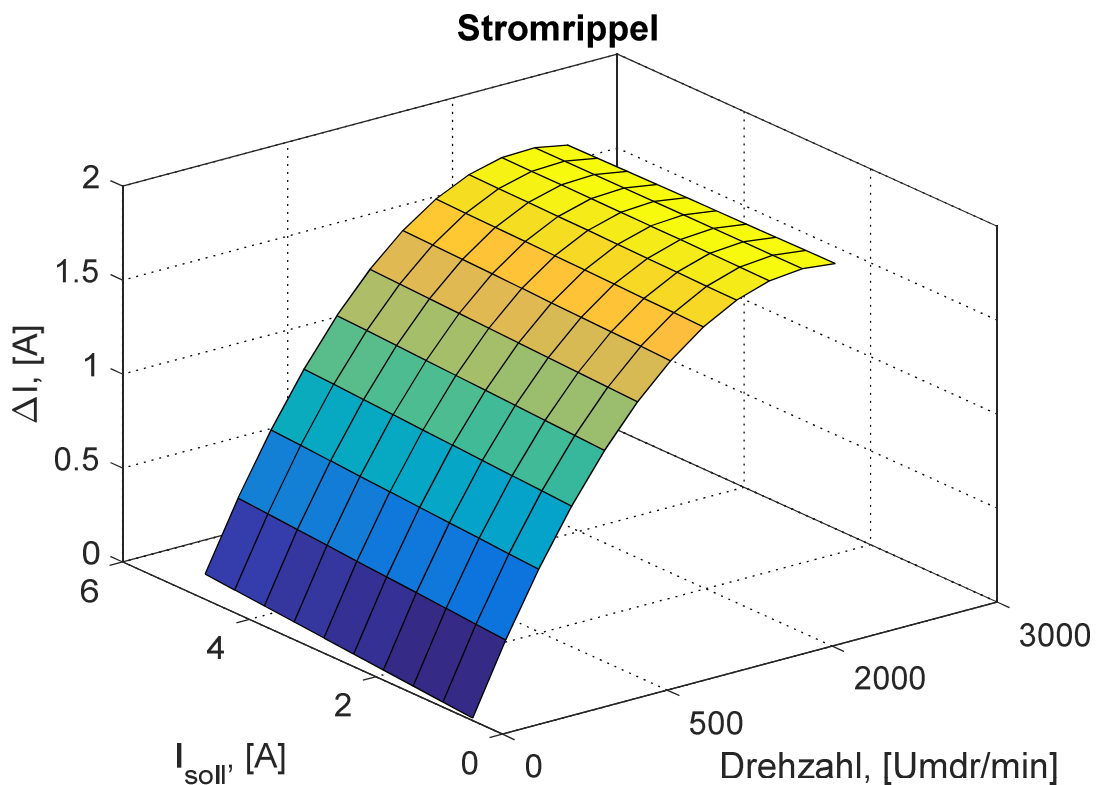


Abbildung 3.16: Stromrippel bei konstanter Schaltfrequenz

3.6.3 Analyse des Regelverhaltens in Abhängigkeit von Regelparametern

Die Bedingung zum Schalten der Hystereseglieder bzw. der Leistungselektronik ist durch das Regelgesetz definiert (siehe Kapitel 3.6.1.2 bzw. Abbildung 3.13). Das Ausschalten findet bei $\sigma(t) = qV_{max}$ und das Einschalten bei $\sigma(t) = qV_{min}$ statt. Die Fehlerfunktion $\sigma(t)$ wird wie folgt berechnet:

$$\sigma(t) = i_{soll} - i_{ist}(t) + \lambda \int (i_{soll} - i_{ist}(t)) dt \quad \mathbf{3.6.3-1}$$

Hierbei wird vorausgesetzt, dass im ausgeschalteten Zustand die Fehlerfunktion wächst und im eingeschalteten Zustand sich verringert. Die Bedingung zum Schalten wird wie folgt ausgeschrieben:

$$qV_{max} = (i_{soll} - i_{aus}(T_{aus})) + \lambda \int_0^{T_{aus}} (i_{soll} - i_{aus}(t)) dt + \lambda_{ABaus} \quad \mathbf{3.6.3-2}$$

$$qV_{min} = (i_{soll} - i_{ein}(T_{ein})) + \lambda \int_0^{T_{ein}} (i_{soll} - i_{ein}(t)) dt + \lambda_{ABein} \quad \mathbf{3.6.3-3}$$

Abbildung 3.17 veranschaulicht den beschriebenen Stromverlauf.

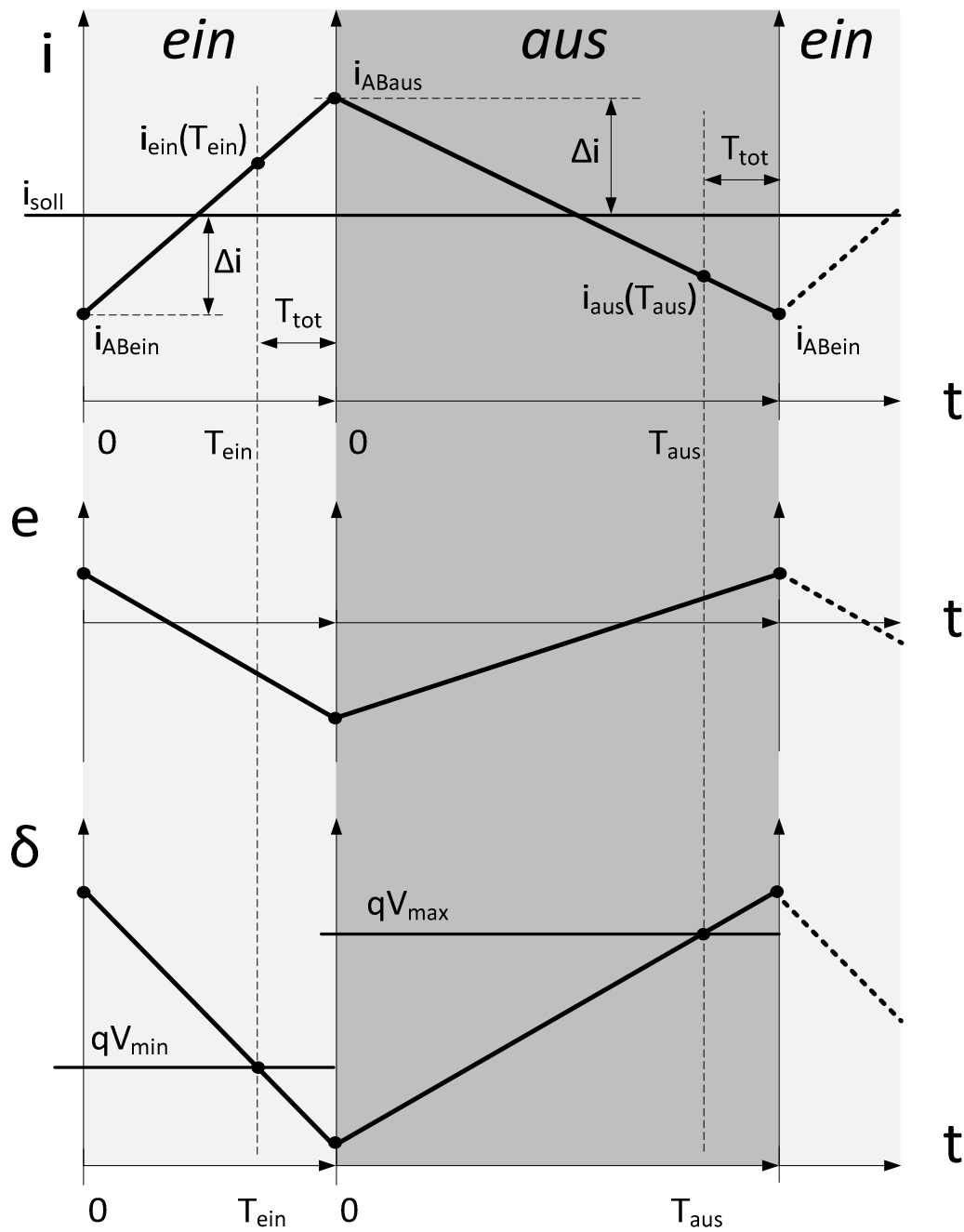


Abbildung 3.17: Schematischer Stromverlauf im einphasigen System

Durch die Lösung des Integralen in der Gleichungen 3.6.3-2 und Einsatz der Gleichung 3.6.2-2 ergibt sich für qV_{max} folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned}
 qV_{max} &= \left(i_{soll} - \frac{U_l T_{aus}}{R T_{el}} - i_{ABaus} \left(1 - \frac{T_{aus}}{T_{el}} \right) \right) \\
 &+ \lambda T_{aus} i_{soll} - \lambda T_{aus} i_{ABaus} \\
 &- \lambda \left(\frac{U_l}{R} - i_{ABaus} \right) \frac{1}{2} \frac{T_{aus}^2}{T_{el}} + \lambda_{ABaus}
 \end{aligned}
 \tag{3.6.3-4}$$

$$\begin{aligned}
 qV_{max} &= \left(i_{soll} - \frac{U_l T_{aus}}{R T_{el}} - (i_{soll} + \Delta i) \left(1 - \frac{T_{aus}}{T_{el}} \right) \right) \\
 &+ \lambda T_{aus} i_{soll} - \lambda T_{aus} (i_{soll} + \Delta i) \\
 &- \lambda \left(\frac{U_l}{R} - (i_{soll} + \Delta i) \right) \frac{T_{aus}^2}{2T_{el}} + \lambda_{ABaus}
 \end{aligned}
 \tag{3.6.3-5}$$

Analog ergibt sich für qV_{min}

$$\begin{aligned}
 qV_{min} &= \left(i_{soll} - \frac{U_h T_{ein}}{R T_{el}} - (i_{soll} - \Delta i) \left(1 - \frac{T_{ein}}{T_{el}} \right) \right) \\
 &+ \lambda T_{ein} i_{soll} - \lambda T_{ein} (i_{soll} - \Delta i) \\
 &- \lambda \left(\frac{U_h}{R} - (i_{soll} - \Delta i) \right) \frac{T_{ein}^2}{2T_{el}} + \lambda_{ABein}
 \end{aligned}
 \tag{3.6.3-6}$$

Zu beachten ist, dass die Totzeit in diese Berechnung nicht direkt eingeht. Das Regelgesetz und somit auch die Bedingung zum Schalten sind unabhängig von der Systemtotzeit T_{tot} . Lediglich das Schalten an sich wird um die Totzeit verzögert.

In der obigen Gleichung sind λ_{ABein} und λ_{ABaus} die Anfangsbedingungen des Integrators im Regler. Vergleichbar mit dem Stromverlauf entspricht auch hier die Anfangsbedingung eines Schaltzustands dem Endzustand des vorhergehenden Verlaufs:

$$\lambda_{ABein} = \lambda \int_0^{T_{aus}+T_{tot}} (i_{soll} - i_{aus}(t)) dt + \lambda_{ABaus} \quad \mathbf{3.6.3-7}$$

$$\lambda_{ABaus} = \lambda \int_0^{T_{ein}+T_{tot}} (i_{soll} - i_{ein}(t)) dt + \lambda_{ABein} \quad \mathbf{3.6.3-8}$$

Im folgenden Schritt wird die Differenz $\lambda_{ABaus} - \lambda_{ABein}$ gebildet:

$$\begin{aligned} \lambda_{ABaus} - \lambda_{ABein} &= \lambda \int_0^{T_{ein}+T_{tot}} (i_{soll} - i_{ein}(t)) dt \\ &= \lambda i_{soll}(T_{ein} + T_{tot}) - \lambda \int_0^{T_{ein}+T_{tot}} (i_{ein}(t)) dt \\ &= \lambda i_{soll}(T_{ein} + T_{tot}) - \lambda(i_{soll} - \Delta i)(T_{ein} + T_{tot}) \\ &\quad - \lambda \left(\frac{U_h}{R} - i_{soll} + \Delta i \right) \frac{1}{2} \frac{(T_{ein} + T_{tot})^2}{T_{el}} \end{aligned} \quad \mathbf{3.6.3-9}$$

Als nächstes wird nun die in feldorientierten Koordinaten einzustellende Hysteresebreite ΔQ als folgende Differenz angegeben:

$$\Delta Q = qV_{max} - qV_{min} \quad \mathbf{3.6.3-10}$$

Setzt man die Gleichungen **3.6.3-5**, **3.6.3-6** und auch **3.6.3-9** ein, ergibt sich für die Hysteresebreite

$$\begin{aligned}
 \Delta Q = & \\
 & \left(i_{soll} - \frac{U_l T_{aus}}{R T_{el}} - (i_{soll} + \Delta i) \left(1 - \frac{T_{aus}}{T_{el}} \right) \right) + \lambda T_{aus} i_{soll} \\
 & - \lambda T_{aus} (i_{soll} + \Delta i) - \lambda \left(\frac{U_l}{R} - (i_{soll} + \Delta i) \right) \frac{T_{aus}^2}{2T_{el}} \\
 & - \left(i_{soll} - \frac{U_h T_{ein}}{R T_{el}} - (i_{soll} - \Delta i) \left(1 - \frac{T_{ein}}{T_{el}} \right) \right) - \lambda T_{ein} i_{soll} \quad \mathbf{3.6.3-11} \\
 & + \lambda T_{ein} (i_{soll} - \Delta i) + \lambda \left(\frac{U_h}{R} - (i_{soll} - \Delta i) \right) \frac{T_{ein}^2}{2T_{el}} \\
 & + \lambda i_{soll} (T_{ein} + T_{tot}) - \lambda (i_{soll} - \Delta i) (T_{ein} + T_{tot}) \\
 & - \lambda \left(\frac{U_h}{R} - i_{soll} + \Delta i \right) \frac{1}{2} \frac{(T_{ein} + T_{tot})^2}{T_{el}}
 \end{aligned}$$

Die Hysteresebreite drückt sich nun als Funktion von den Systemparametern aus.

$$\Delta Q = f(\lambda, U_h, U_l, T_{tot}, T_{el}, T_{ein}, T_{aus}, \Delta i, i_{soll}) \quad \mathbf{3.6.3-12}$$

Die Zeiten T_{ein} und T_{aus} wurden bereits als Funktionen von $U_h, U_l, T_{tot}, T_{el}, \Delta i, i_{soll}$ ausgedrückt (siehe Gleichungen **3.6.2-10** und **3.6.2-11**) und können in die Berechnung der Hysteresebreite eingesetzt werden. Die dadurch entstehende Gleichung für ΔQ verliert jedoch an Übersichtlichkeit und wird daher nicht weiter ausgeschrieben. Dennoch reduziert sich die Parameteranzahl nach der Substitution:

$$\Delta Q = f(\lambda, U_h, U_l, T_{tot}, T_{el}, \Delta i, i_{soll}) \quad \mathbf{3.6.3-13}$$

Bei einem bestehenden System sind die Parameter T_{tot} und T_{el} bekannt und können als konstant angenommen werden. Aus der Gleichung **3.6.2-14** kann Δi als Funktion von der Schaltfrequenz ausgedrückt und in die Gleichung **3.6.3-13** eingesetzt werden. Somit kann die Hysteresebreite in Abhängigkeit von nur wenigen Parametern berechnet werden.

$$\Delta Q = f(\lambda, U_h, U_l, F_{\text{schalt}}, i_{\text{soll}}) \quad \mathbf{3.6.3-14}$$

Bislang wurde angenommen, dass die Systemparameter während der Regelung konstant bleiben. Diese Annahme ist zulässig, da bei Vorschubantrieben die Änderungen der Winkelposition und der Drehzahl im Vergleich zu den Stromänderungen langsam sind. Dennoch hängt die induzierte Spannung direkt von der Drehzahl ab. Somit nehmen die Spannungen U_h und U_l je nach Drehzahl unterschiedliche Werte an (**3.6.2-4**, **3.6.2-5**). Die Hysteresebreite lässt sich daher auch wie folgt beschreiben:

$$\Delta Q = f(\lambda, U_{\text{ind}}(\omega), F_{\text{schalt}}, i_{\text{soll}}) \quad \mathbf{3.6.3-15}$$

Sind die Parameter eines Vorschubantriebs bekannt und die maximale zulässige Schaltfrequenz festgelegt, beschränkt sich die Berechnung der Hysteresebreite auf eine Gleichung mit drei Parametern:

$$\Delta Q = f(\lambda, U_{\text{ind}}(\omega), i_{\text{soll}}) \quad \mathbf{3.6.3-16}$$

Eine Parameterstudie hilft weitere Vereinfachungen für die Bestimmung der Hysteresebreite zu treffen. Dazu wird die Gleichung 3.6.3-16 für einen typischen Vorschubantrieb und die maximale Schaltfrequenz von 10 kHz aufgestellt. Im Hinblick auf die praktische Implementierung der direkten Sliding-Mode-Regelung wird ein realer Vorschubantrieb verwendet (siehe Kapitel 5.1.1). Die Parameter des Servomotors sind im Anhang aufgelistet. Anhand der Gleichung **3.6.3-16** wird der Einfluss des Sollstroms und der induzierten Spannung untersucht (Abbildung 3.18). Dabei besitzt λ einen konstanten Wert von 2000 [1/s].

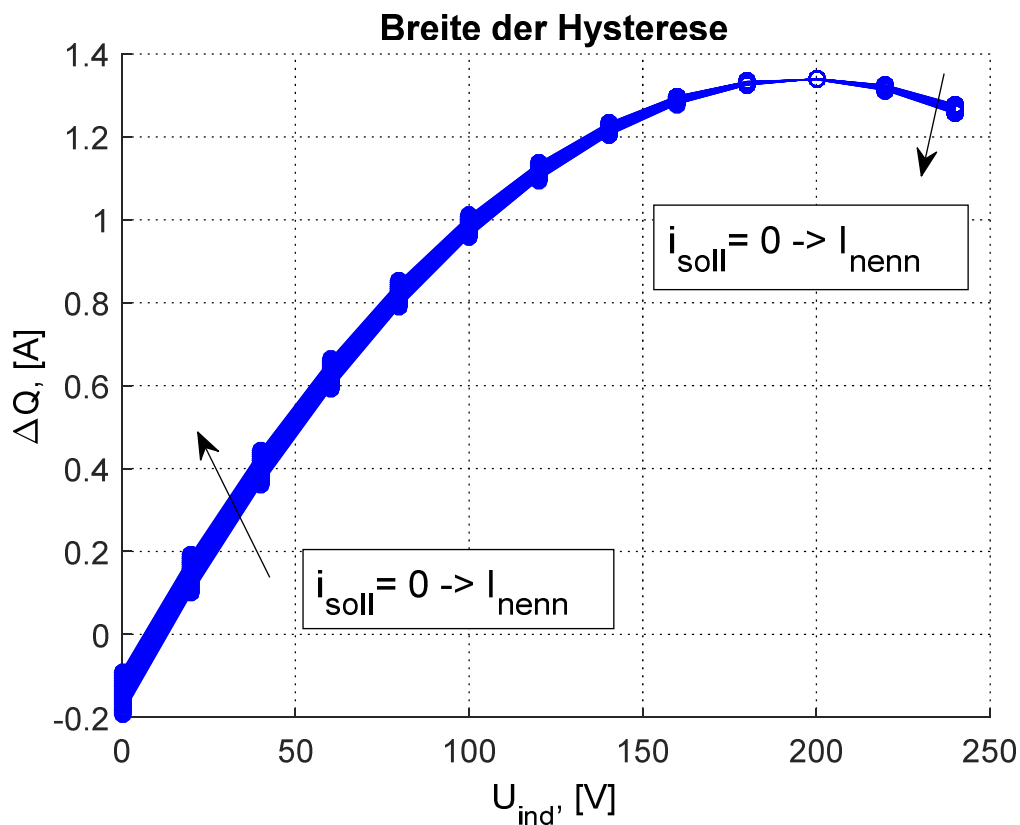


Abbildung 3.18: Abhängigkeit zwischen U_{ind} , ΔQ und i_{soll}

In Abbildung 3.18 ist zu sehen, dass die Hysteresebreite ΔQ stark von der induzierten Spannung abhängt. Im Gegenteil dazu bleibt sie vom Sollstrom weitgehend unabhängig. Demnach kann bei der Berechnung der Hysteresebreite i_{soll} auf einen konstanten Wert, zum Beispiel auf $I_{nenn}/2$, gesetzt werden. Die Gleichung für die ΔQ vereinfacht sich wie folgt:

$$\Delta Q = f(\lambda, U_{ind}(\omega)) \quad \mathbf{3.6.3-17}$$

Ein noch frei zu wählender Parameter des Reglers bleibt die Verstärkung des Integrators λ . Die Funktion dieses Parameters kann in erster Linie als eine Kompensation der Totzeit angesehen werden. Mit dem Integralanteil im Regelgesetz wird die Dynamik der Regelung erhöht. Jedoch sind in modernen Vorschubantrieben die Totzeiten in der Regel deutlich kleiner als andere Zeitkonstanten des Systems. Daher ist auch die Einstellung von λ im Vergleich zur Bestimmung der Hysteresebreite wesentlich unkritischer (Abbildung 3.19). Sie wird bei der Parametrierung der direkten SM-

Stromregelung ebenfalls auf einen festen Wert gesetzt. Auf die analytische Betrachtung von λ wird an dieser Stelle aufgrund der geringen Auswirkung verzichtet.

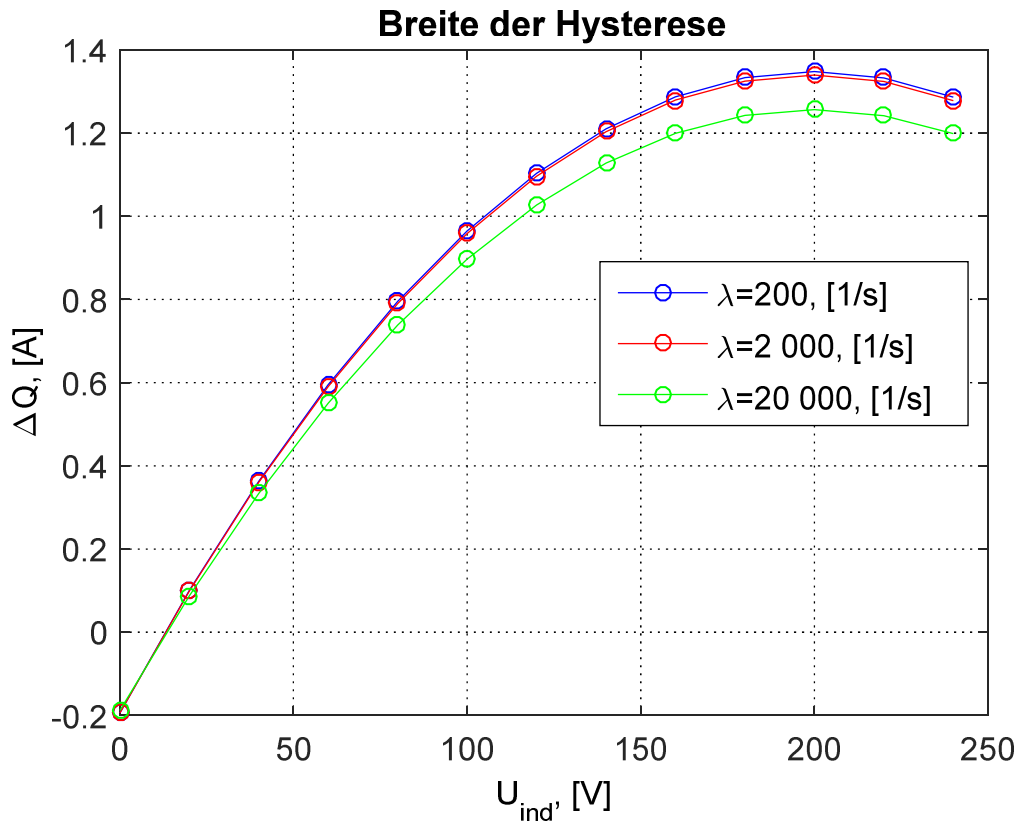


Abbildung 3.19: Veränderung der Hysteresebreite bei unterschiedlichen Integralanteilen im Regelgesetz

Somit reduziert sich die Berechnung der Hysteresebreite bei einem gegebenen Vorschubantrieb auf die Abhängigkeit von nur einem Parameter:

$$\Delta Q = f(\omega) \quad \mathbf{3.6.3-18}$$

Generell existieren zur Parametrierung des Reglers zwei Möglichkeiten. Bei einer konservativen statischen Parametrierung kann eine konstante Hysteresebreite ΔQ gewählt werden. Sie muss lediglich groß genug sein um in allen Drehzahlbereichen die Schaltfrequenz auf das vorgegebene Limit zu begrenzen. Jedoch ist die statische Parametrierung wenig effizient. Insbesondere bei niedrigen Drehzahlen kann eine große

Hysteresebreite zu besonders niedrigen Schaltfrequenzen und zu großen Stromrippeln führen. Die optimale Einstellung des Reglers sollte daher dynamisch in Abhängigkeit von der aktuellen Drehzahl gestaltet werden, was die Gleichung **3.6.3-18** zum Ausdruck bringt. qV_{min} muss dabei in Abhängigkeit von der Signalqualität eingestellt werden. Es muss hoch genug gewählt werden, sodass die fehlerhafte Reaktion des Reglers auf Rauschen und andere Signalstörungen ausgeschlossen wird. Da die Signalqualität als konstant über die Drehzahl angenommen werden kann, wird dieser Parameter ebenso konstant eingesetzt. Somit bleibt als dynamischer Parameter lediglich die obere Toleranzgrenze, qV_{max} . Sie wird als $qV_{min} + \Delta Q$ berechnet und wird demnach in Abhängigkeit von der Drehzahl festgelegt.

3.6.4 Strategie zur Reglerparametrierung

Die wichtigsten Parameter des direkten Sliding-Mode-Stromreglers sind die Breiten in den Hysteresegliedern. Im direkten Zusammenhang damit steht die Höhe entstehender Stromrippel. Daher sollen bei der Parametrierung möglichst kleine Toleranzen vorgegeben werden. Die minimale Breite der Hysterese und somit auch die minimale Stromrippel werden dabei durch die maximale zulässige Schaltfrequenz beschränkt.

Des Weiteren wirken sich die Totzeiten im System auf die Regelung negativ aus. Im Allgemeinen gilt: Je kleiner die Systemtotzeiten, desto kleiner kann der Toleranzbereich gesetzt werden. Außer möglichst kleinen Totzeiten ist auch eine hohe Signalgüte eine Voraussetzung für hohe Regelgüte. Die Toleranzbänder können nicht enger gesetzt werden, als der Rauschpegel im Strom-Istwert, sonst wird die Regelung fälschlicherweise versuchen das Rauschen auszuregulieren. Das Gleiche gilt auch für weitere Störungen im Stromsignal, wie zum Beispiel Strompeaks nach dem Schalten der IGBT. Jede Störung, die das Toleranzband verlässt, verursacht eine Reaktion des Stromreglers. Somit müssen bei einem realen dreiphasigen System die Toleranzbänder für Hystereseglieder in Phasenkoordinaten etwas größer eingestellt werden als Störungen im System. Dabei werden die Einstellungen für alle Phasen gleich gewählt.

Im Kapitel 3.6.3 wurde gezeigt, dass bei einer vorgegebenen maximalen Schaltfrequenz die Hysteresebreite ΔQ in Abhängigkeit von der Drehzahl eingestellt werden sollte. Die praktische Parametrierung eines Antriebs kann durch die Einstellung von ΔQ für ausgewählte Drehzahlen erfolgen. Die Parameter λ, qV_{min}, qS werden dabei lediglich für einen Arbeitspunkt bzw. für eine Drehzahl eingestellt und bleiben konstant. Die ermittelten Hysteresebreiten werden als Stützpunkte benutzt. Sie können durch das Fitting eines Polynoms zu einer Berechnungsformel für ΔQ im gesamten Drehzahlbereich eingesetzt werden. Eine andere Möglichkeit ist Bildung einer Lookup-Tabelle mit linearer Interpolation zwischen den Stützpunkten (Abbildung 3.20).

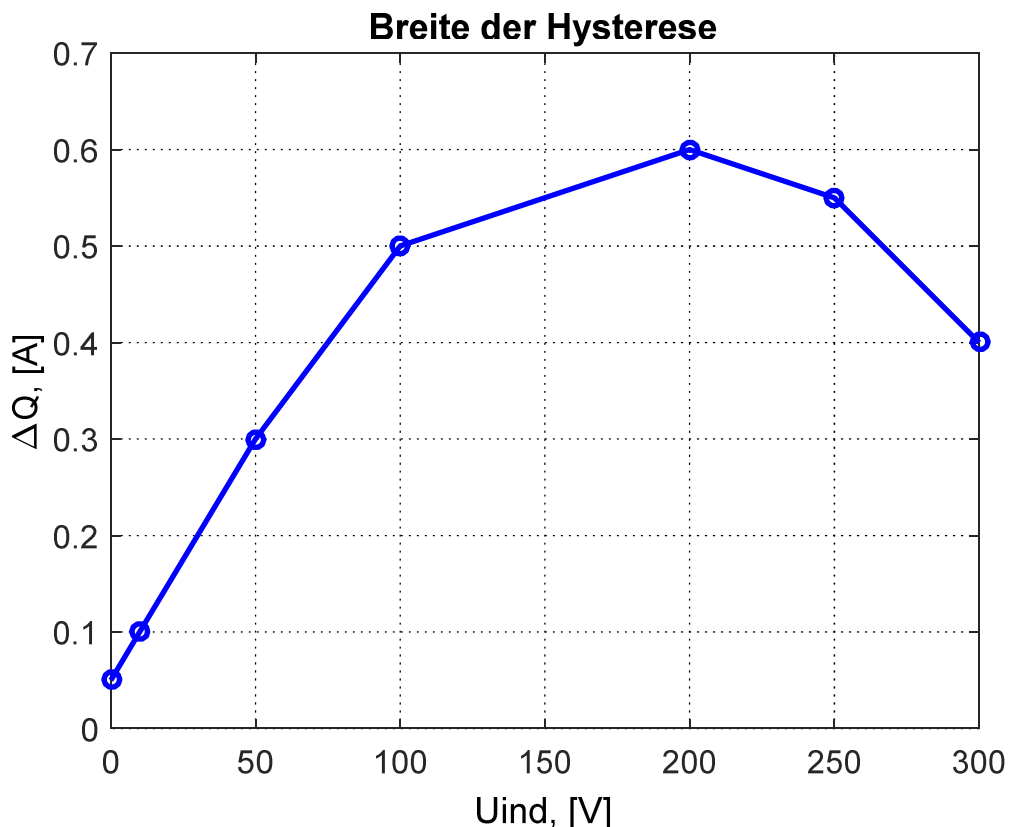


Abbildung 3.20: Beispiel für Stützpunkte und lineare Interpolation des Regelparameters ΔQ

Anzumerken ist noch, dass ein nicht optimal parametrierter direkter Sliding-Mode-Stromregler nicht instabil wird. Lediglich die Schaltfrequenz der Leistungselektronik verändert sich. Die Veränderung der Schaltfrequenz stellt eine Abweichung vom op-

timalen Betriebspunkt dar. Dennoch ist sie nicht kritisch, solange die maximale Schaltfrequenz der Leistungselektronik nicht dauerhaft überschritten wird. Diese Robustheit gegenüber Parameteränderungen ist ein spezifischer Vorteil der direkten Sliding-Mode-Stromregelung.

3.7 Zusammenfassung der Erkenntnisse

In Kapitel 3 wurden die theoretischen Grundlagen der direkten SM-Stromregelung ausgearbeitet. Es wurde ein Sliding-Mode-Regelgesetz entworfen und die Stabilität der Regelung mittels Ljapunov-Theorie nachgewiesen. Außer dem Reglerentwurf selbst wurden die Parameterabhängigkeiten im geregelten System analysiert, woraus die Vorgehensweise bei der Reglerparametrierung abgeleitet wurde. Die wichtigsten Inhalte dieses Kapitels werden hier nochmals zusammengefasst.

Das hergeleitete **Regelgesetz** der direkten Sliding-Mode-Stromregelung lautet (3.3-45)

$$\begin{cases} |\sigma_{dq}| \neq 0, \rightarrow \boldsymbol{\Psi}_{abc} = \frac{U_{zk}}{2} \text{sign}(\boldsymbol{\sigma}_{abc}) \\ |\sigma_{dq}| = 0, \rightarrow \boldsymbol{\Psi}_{abc} = [0 \ 0 \ 0]^T \end{cases}$$

Das Regelgesetz berechnet den Schaltzustand der Leistungselektronik sowohl anhand von Systemgrößen in feldorientierten Koordinaten als auch anhand von Systemgrößen in Phasenkoordinaten. Dabei wird die Berechnung der Nullvektoren nicht dem Zufall überlassen, sondern wird durch das Regelgesetz bestimmt. Auf Basis vom Regelgesetz wurde eine Struktur der Regelung entworfen. Um das Rattern und damit verbundene hohe Schaltfrequenz zu vermeiden wurde diese Struktur um Hysterese-glieder erweitert:

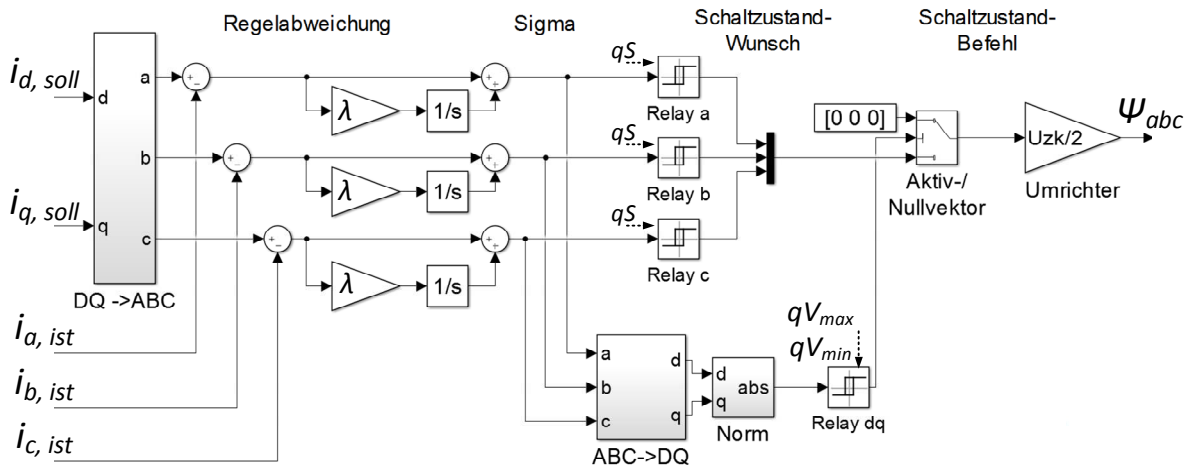


Abbildung 3.21: Erweiterte Reglerstruktur

Anhand eines einphasigen Ersatzmodells von Regler und Motor wurde die Reglerparametrierung analytisch betrachtet. Dabei hat sich gezeigt, dass die wichtigsten Parameter die Breiten der Hysterese sind, die in Abhängigkeit von der Drehzahl dynamisch eingestellt werden müssen. Als Voraussetzungen für eine hohe Regelgüte wurden außerdem kleine Totzeiten und eine hohe Signalgüte identifiziert.

Abschließend kann gesagt werden, dass die theoretischen Grundlagen neuer Stromregelung ausführlich ausgearbeitet wurden. In den nachfolgenden Kapiteln wird der entwickelte Regler anhand von Simulationen und praktischen Versuchen verifiziert.

4 Simulative Untersuchung

Im vorangegangenen Kapitel wurde der Entwurf des Sliding-Mode-Stromreglers erläutert und die Reglerparametrierung auf Basis eines einphasigen Modells analysiert. Im Folgenden werden die erzielten Ergebnisse mittels eines dreiphasigen Simulationsmodells eines Servoantriebs verifiziert. Das Ziel dabei ist mit Hilfe der Simulation die regelungstechnischen Eigenschaften des neuen Reglers zu untersuchen und mit dem Stand der Technik abzugleichen.

4.1 Aufbau und Parametrierung des Simulationsmodells

Das Modell des Motors wurde bereits im Kapitel 3.2 beschrieben (Abbildung 3.4). Das Modell des Reglers entspricht dem Strukturbild der direkten SM-Stromregelung aus Abbildung 3.9. Um ein Vergleich zum Stand der Technik auf der Basis von Simulation machen zu können, wurde neben dem Modell der SM-Stromregelung ein Modell der klassischen PI-PWM-Stromregelung aufgebaut. In diesem Kapitel wird jedoch auf das Modell der PI-PWM-Stromregelung nicht näher eingegangen.

Außer dem Motor und dem Stromregler beinhaltet das gesamte Modell noch die Stromfilter, Systemtotzeiten und Nachbildung des Rauschens im gemessenen Stromsignal. Mit Hinblick auf die spätere praktische Realisierung wurde das Modell mit den Daten des Versuchsstands parametriert, der nachfolgend bei den Messungen Verwendung findet (siehe Kapitel 5.1.1 und Anhang). Das mechanische Übertragungssystem – der am Motor angekoppelte Kugelgewindetrieb mit Tisch – wurde als ein System zweiter Ordnung mit dominierender Eigenfrequenz modelliert. Dabei bildet das Modell die reale Mechanik des Versuchsstands ausreichend gut ab, was in Abbildung 4.1 verdeutlicht wird. Dort wird ein Frequenzgang des mechanischen Systems beziehungsweise ein Übertragungsverhalten zwischen Motorgeschwindigkeit und Tischgeschwindigkeit präsentiert. Die erste Eigenfrequenz der Mechanik in der Simulation stimmt mit dem gemessenen Frequenzgang überein.

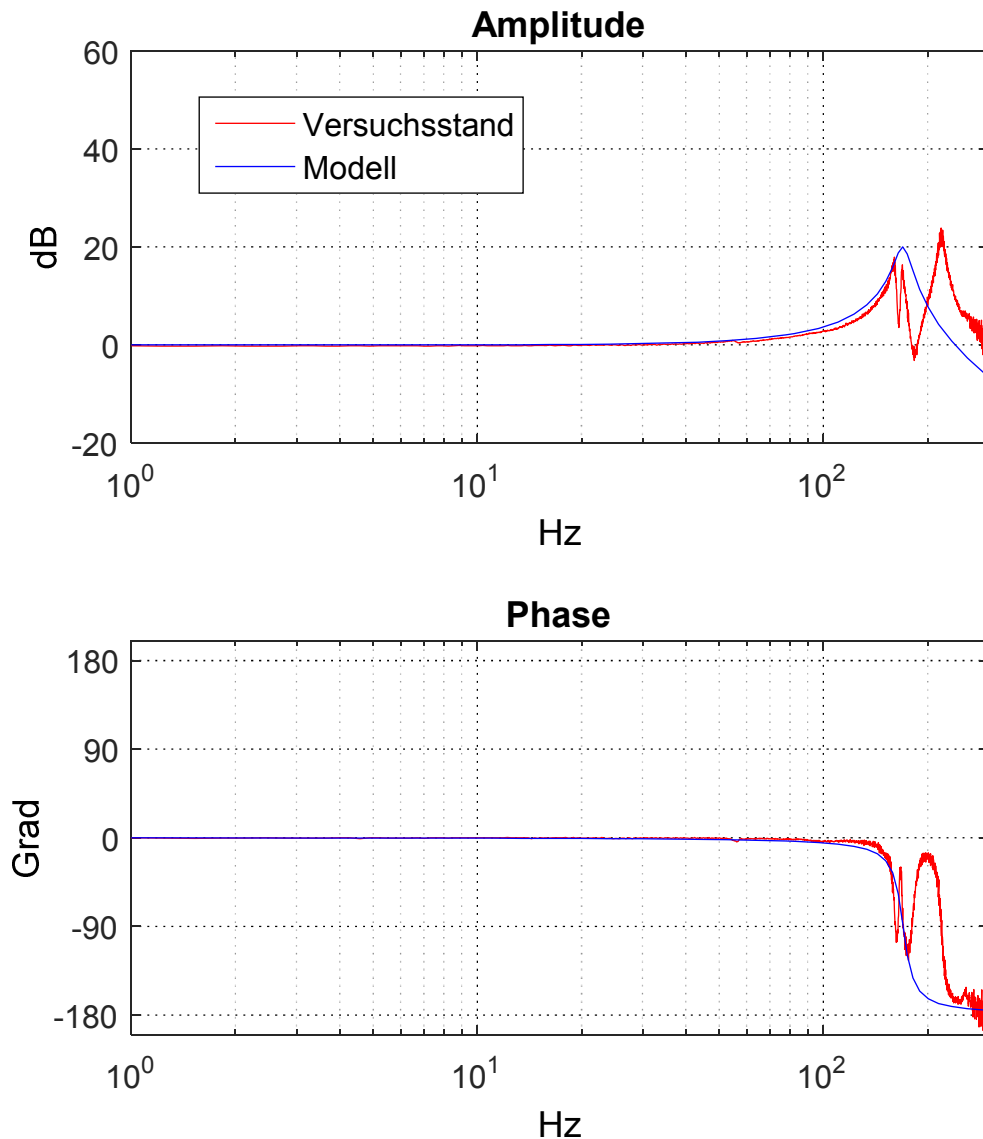


Abbildung 4.1: Gemessener und simulierter Frequenzgang der Mechanik

Um den Einfluss des Stromreglers auf die äußeren Kaskaden zu untersuchen, wurden im Modell die Lage- und Drehzahlregler ebenso abgebildet. Generell gilt, dass die SM-Stromregelung keine strukturellen Änderungen der äußeren Regelkreise erfordert. Die Lage- und Drehzahlregelung stellen eine klassische P-PI-Kaskadenregelung dar. Dadurch kann die direkte SM-Stromregelung mit minimalem Aufwand in herkömmlichen Vorschubantrieben eingesetzt werden. Dies unterscheidet die neue Stromregelung von vielen alternativen Verfahren, die eine Änderung aller Kaskaden

voraussetzen, wie zum Beispiel Zustandsrückführung oder Modellbasierte Prädiktive Regelung. Eine Änderung der Kaskadenstruktur ist insbesondere dann problematisch, wenn die Regelung auf mehrere Geräte verteilt ist. Dies typischerweise der Fall im Bereich der Werkzeugmaschinen, wo zum Beispiel die Lageregelung in der Steuerung und die unterlagerten Drehzahl- und Stromregelung im Antriebsregler sich befinden. In der Kaskadenregelung ersetzt die direkte SM-Stromregelung lediglich die PI-PWM-Stromregelung und erfordert keine weiteren strukturellen Veränderungen. Ein Überblick über das gesamte Modell, wie es in Simulink abgebildet wurde, ist in Abbildung 4.2 dargestellt.

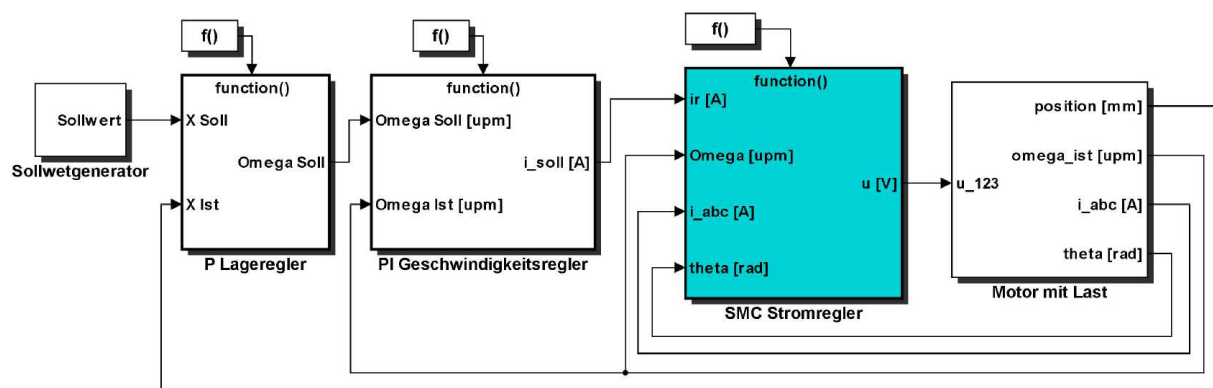


Abbildung 4.2: Dreiphasiges Simulationsmodell des gesamten Kaskadenregelung

Die Parametrierung des direkten Sliding-Mode-Stromreglers wurde entsprechend den Ausführungen in Kapitel 3.6 durchgeführt. Dabei wurden zunächst für eine Drehzahl alle Regelparameter (qS , λ , qV_{min} , ΔQ) so eingestellt, dass folgende Ungleichung erfüllt wird: $F_{schalt,max} \leq F_{soll} = 10 \text{ kHz}$. Im zweiten Schritt wurde die Hysteresebreite ΔQ für unterschiedliche Drehzahlen ermittelt und zu einer Lookup-Tabelle mit linearer Interpolation zwischen den Punkten zusammengefasst. Hierbei ergab sich ein Verlauf der Hysteresebreite, der in gemäß Abbildung 4.3. Die Parametrierung der herkömmlichen Stromregelung sowie die Parametrierung der äußeren Kaskaden wurde in Anlehnung an [Böcker et. all 2009] durchgeführt.

Wie in der Realität wird auch in der Simulation die Regelung zeitdiskret berechnet. Die Taktzeit des direkten SM-Stromreglers liegt dabei bei $1 \mu\text{s}$. Eine gleiche Taktrate wäre bei der PI-PWM-Stromregelung nicht erreichbar, da dies eine Schaltfrequenz

von mindestens 1 MHz bedeuten würde. Im Gegenteil dazu darf bei der direkten SM-Stromregelung der Ausführungstakt des Reglers nicht mit der Schaltfrequenz der Leistungselektronik verwechselt werden. Trotz der Rechenzeit von nur wenigen Mikrosekunden bleibt die Schaltfrequenz bei richtig eingestelltem Regler stets unter der vorgegebenen Grenze.

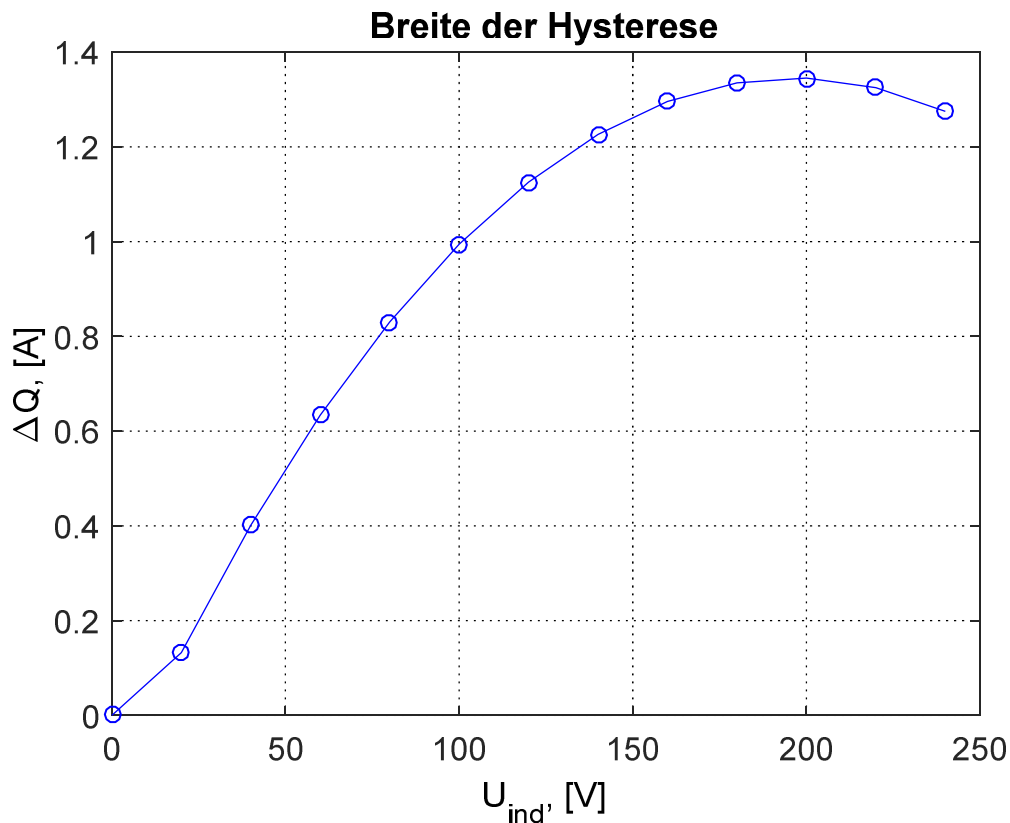


Abbildung 4.3: Verlauf der Hysteresebreite ΔQ für den gewählten Versuchsstand

4.2 Simulation der Stromregelung

In diesem Kapitel wird anhand der Simulationsergebnisse die direkte Sliding-Mode-Stromregelung mit der klassischen PI-PWM-Stromregelung verglichen. Als Vergleichskriterien bitten sich die Bereits definierte Anforderungen an die Stromregelung an: Hohe Genauigkeit, gute dynamische Eigenschaften, hohe Robustheit und eine energieeffiziente Arbeitsweise. Um die Erfüllung dieser Anforderungen zu quantifizieren wurden charakteristische Messungen beziehungsweise Simulationen die in Tabelle 13 zusammengefasst sind, durchgeführt.

Tabelle 13: Anforderungen an die Stromregelung und Messungen zur Quantifizierung der Erfüllung

Anforderung	Messungen
Genauigkeit	Sollwert-Sprungantwort, Amplitudenspektrum
Dynamische Eigenschaften	Sollwert-Sprungantwort, Führungsfrequenzgang (Bode-Diagramm)
Robustheit	Führungsfrequenzgang (Bode-Diagramm)
Energieeffizienz	Schaltfrequenz, Amplitudenspektrum

Besonders anschauliche Ergebnisse liefert hierbei die Untersuchung mittels Sollwert-Sprungantwort. Zunächst wird dabei ein festgeklemmter Motor mit der Winkelgeschwindigkeit von 0 rad/s simuliert. Somit wird im Motor keine induzierte Spannung erzeugt. Abbildung 41 zeigt die Simulationsergebnisse für ein Sprung von $\Delta I_q = 2 \text{ A}$.

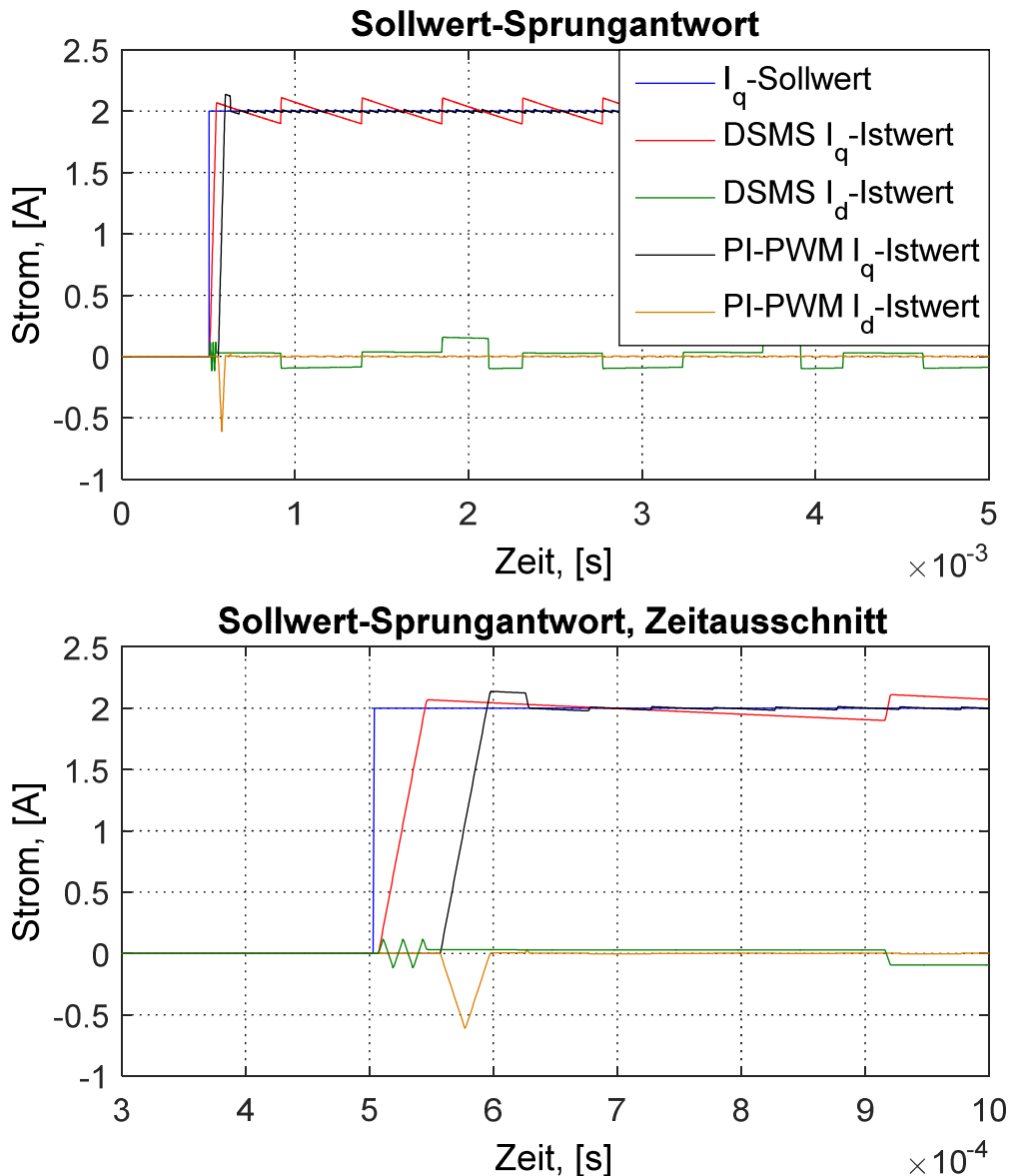


Abbildung 4.4: Sollwert-Sprungantwort der Stromregelung, Zeitausschnitt

Abbildung 4.4 zeigt kürzere Reaktionszeit und daraus resultierende kürzere Anstiegszeit bei der direkten SM-Stromregelung. Allgemein wird die Dynamik der Stromregelung in hohem Maß durch die Reaktionszeit, bzw. durch die Totzeit im geschlossenen System bestimmt. Diese setzt sich aus den Verzögerungen in Hardware wie Messglieder, A/D-Wandler, Leistungselektronik etc. und die Rechentotzeit des Reglers zusammen (3.6.1-2). Im Fall der PI-PWM-Stromregelung wird die Reaktionszeit zusätzlich durch die Modulation negativ beeinflusst: Im ungünstigsten Fall wird die

berechnete Stellspannung zusätzlich zu den genannten Totzeiten der Hardware um eine halbe oder sogar ganze PWM-Periode verzögert, bevor sie an den Motorklemmen eingestellt wird. Dagegen benötigt die direkte SM-Stromregelung kein Modulationsverfahren und kann theoretisch beliebig schnell getaktet werden. Sie reagiert auf die Änderungen der Soll- und Istwerte mit einer minimalen Verzögerung, vergleichbar mit einer analogen Regelung. Dadurch erreicht der Stromwert der direkten SM-Stromregelung den vorgegebenen Sollwert früher als bei der PI-PWM-Stromregelung (siehe Zeitausschnitt in Abbildung 4.4). Dabei wird die kritische Schaltfrequenz der Regelung nicht überschritten. Sie wird im eingeschwungenen Zustand sogar niedriger, wodurch die Schaltverluste deutlich reduziert werden. Die Kombination der hohen Regeldynamik und niedriger Schaltfrequenz ist einer der wesentlichen Merkmale der direkten SM-Stromregelung.

Die Simulationsergebnisse weisen beim Einsatz der direkten SM-Stromregelung Stromschwankungen auf. Sie sind bedingt durch die Bewegung des Stromes innerhalb des Toleranzbereichs, der durch die Hysterese im Regler definiert ist. Theoretisch können diese Stromschwankungen Schwankungen des mechanischen Moments verursachen und somit die Gleichmäßigkeit der Bewegung negativ beeinflussen. Die Analyse des Amplitudenspektrums des momentenbildenden Stroms zeigt jedoch, dass die Anregungsfrequenzen weit außerhalb des kritischen Bereichs liegen (Abbildung 4.5): Die typischen mechanischen Eigenfrequenzen von Vorschubantrieben liegen im Bereich von 10-100 Hz. Im eingesetzten Beispielsmodell liegt die mechanische Eigenfrequenz bei etwa 160 Hz (Abbildung 4.1). Dies charakterisiert die Vorschubachse als außerordentlich steif. Dennoch ist auch in diesem Extrembeispiel die Frequenz der Stromrippel mindestens um Faktor 10 grösser als die dominierende mechanische Eigenfrequenz. Die entstehenden Stromrippel werden durch die träge Mechanik gedämpft und haben keinen messbaren Einfluss auf die Gleichmäßigkeit der Vorschubbewegung. In den nachfolgenden Kapiteln wird darauf näher eingegangen.

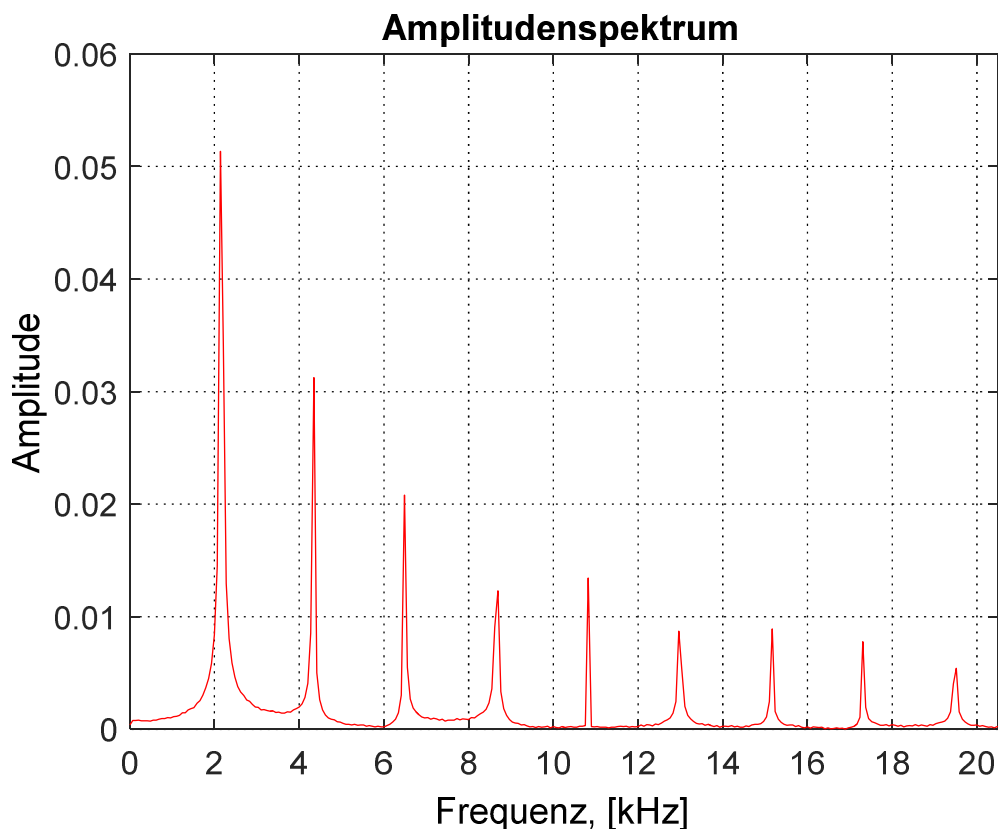


Abbildung 4.5: Amplitudenspektrum des momentenbildenden Stroms i_q

Abbildung 4.4 und Abbildung 4.5 kann entnommen werden, dass die mittlere Schaltfrequenz beim Einsatz der direkten SM-Stromregelung deutlich niedriger ist als bei der PI-PWM-Stromregelung. In diesem Beispiel beträgt sie 2,1 kHz und ist in Abbildung 4.5 als die Frequenz mit höchster Amplitude zu sehen. Wie früher bereits dargestellt, führt eine niedrigere Schaltfrequenz der Leistungselektronik zu merklicher Reduktion der Verlustleistung.

Neben der Simulation eines festgeklemmten Motors wird der Stromregelkreis in einem Betriebspunkt mit konstanter Motordrehzahl betrachtet. Die induzierte Spannung des Motors ist direkt proportional der Drehzahl und wirkt als Störgröße im Regelkreis. Wie im Kapitel 3.6.3 erwähnt, ist der Regler dynamisch in Abhängigkeit der Drehzahl parametrisiert. Repräsentativ für eine hohe Winkelgeschwindigkeit wird konstante Drehzahl von 2000 Umdrehungen pro Minute zugrunde gelegt (Abbildung 4.6). Sie entspricht dem Scheitelwert der Parameterkurve aus Abbildung 4.3. Der Sollstrom beträgt dabei den vollen Nennstrom von 4,7 A.

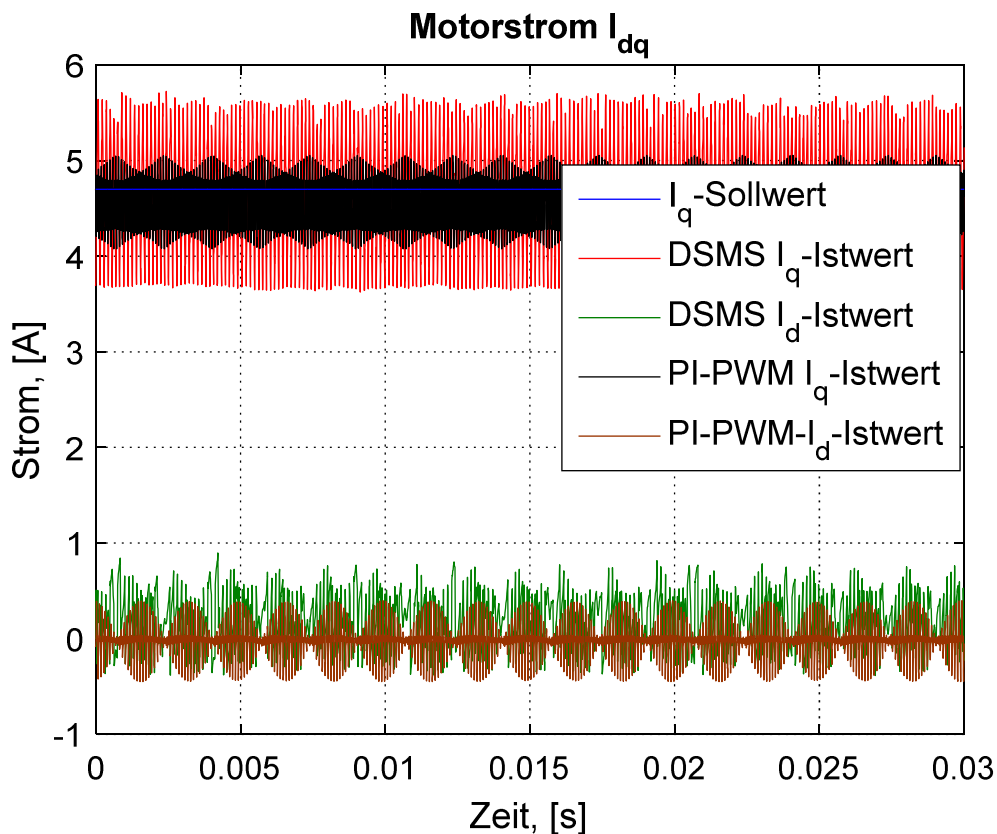


Abbildung 4.6: Stromverlauf bei einer Drehzahl von $2000 \left[\frac{1}{min} \right]$

Die Stromrippel im momentenbildenden Strom sind bei beiden Stromreglern stärker ausgeprägt als bei niedrigeren Drehzahlen. Wie diese Stromrippel sich auf die äußeren Kaskaden auswirken, wird im nachfolgenden Unterkapitel beschrieben. Mithilfe des Amplitudenspektrums ist jedoch ersichtlich, dass die Frequenz der Stromrippel in beiden Fällen deutlich höher ist, als die Eigenfrequenz der Mechanik (Abbildung 4.7).

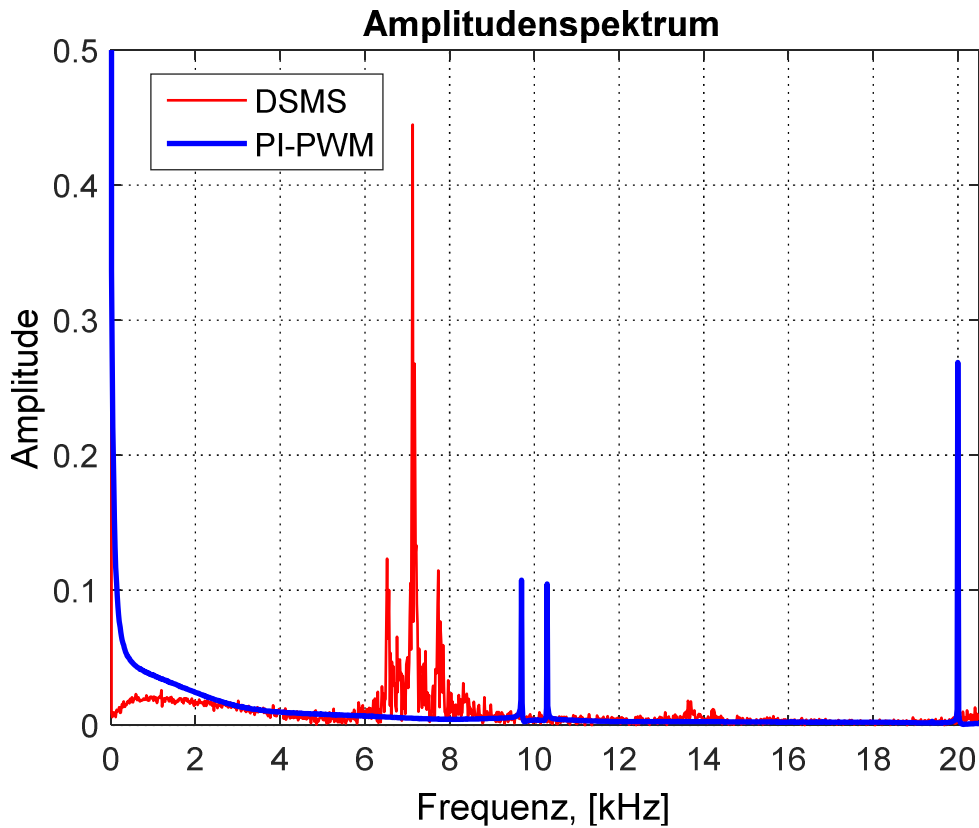


Abbildung 4.7: Amplitudenspektrum des momentenbildenden Stroms bei 2000 $\left[\frac{1}{min}\right]$

Abbildung 4.7 zeigt außerdem, dass die mittlere Schaltfrequenz beim Einsatz direkter SM-Stromregelung auch bei größeren Strömen und Drehzahlen niedriger als bei PI-PWM-Stromregelung ist. Wie bereits beschrieben, führt niedrigere Frequenz zu reduzierten Schaltverlusten und verringert somit die Leistungsaufnahme des Vorschubantriebs.

Zu Beginn dieses Kapitels wurden die Anforderungen an die Stromregelung in der Tabelle 13 zusammengefasst. Dort wurde festgehalten, dass die Dynamik der Stromregelung anhand des Führungsfrequenzgangs quantifiziert werden kann. Abbildung 4.8 zeigt die Ergebnisse.

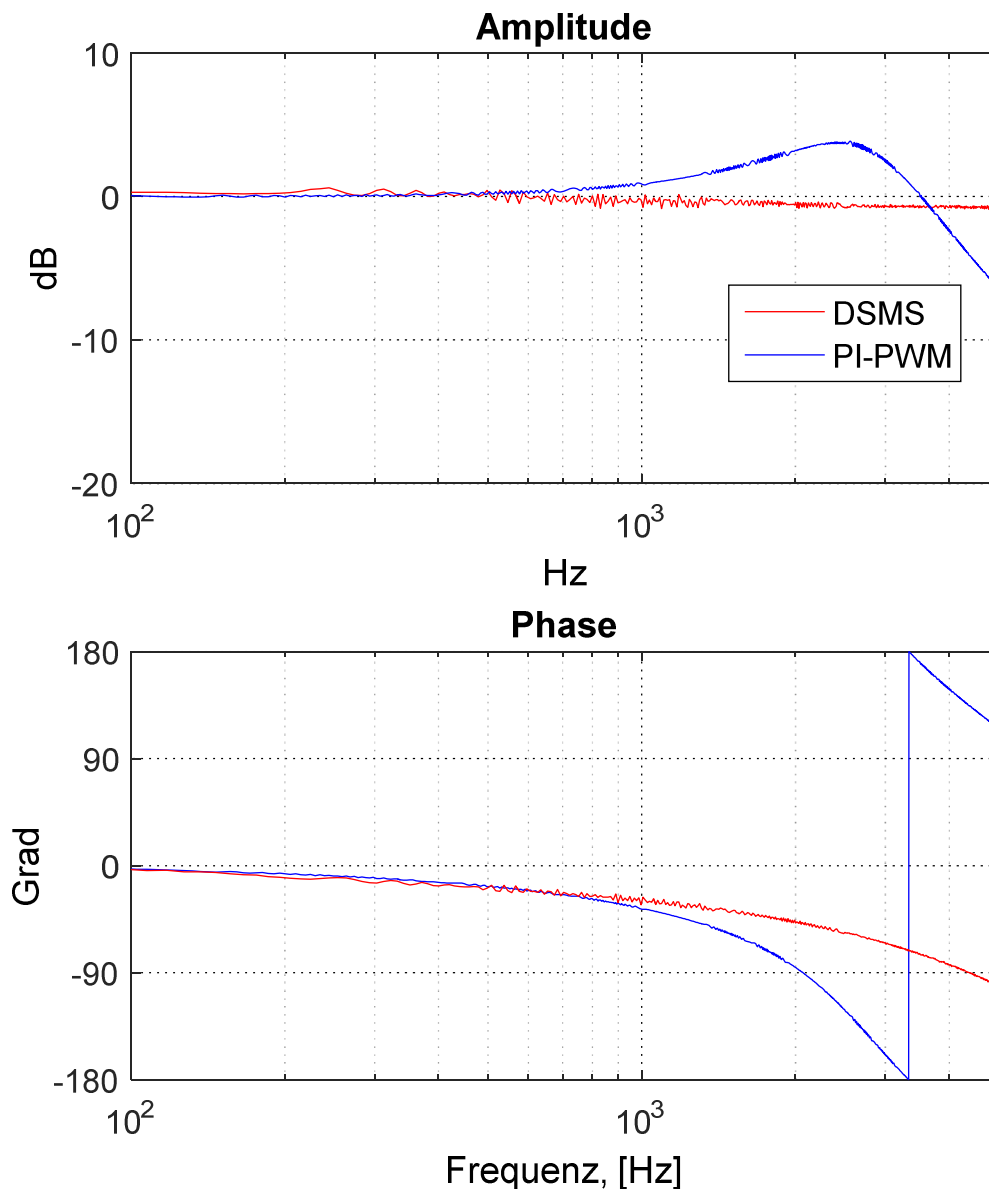


Abbildung 4.8: Führungsfrequenzgang der Stromregelung

Aus dem Frequenzgang kann die charakteristische Frequenz des Reglers abgelesen werden. Hierzu ist der Phasengang bei 90° zu betrachten. Bei PI-PWM-Stromregelung ist die Frequenz etwa 2 kHz. Dies entspricht einer hohen Dynamik der Stromregelung. Die 90° Eckfrequenz der direkten SM-Stromregelung liegt bei etwa 4 kHz. Somit besitzt die direkte SM-Stromregelung eine deutlich höhere Dynamik. Dies ist maßgeblich der schnellen Reaktionszeit des Reglers zu verdanken, da der Regler ohne nachgelagertes Modulationsverfahren auskommt.

An dieser Stelle soll darauf hingewiesen werden, dass die erreichten Werte einen qualitativen Vergleich der beiden Stromregler darstellen. Erfahrungsgemäß sind in der Realität die erreichbaren Bandbreiten etwas niedriger als die Ergebnisse der Simulation. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die mathematischen Modelle stets eine vereinfachte Beschreibung der Systeme darstellen. Obwohl die wesentlichen Systemeigenschaften beschrieben sind, bleiben kleine zumeist nichtlineare Effekte, wie zum Beispiel nicht symmetrische Eigenschaften von Motor und Leistungselektronik, Temperatureinflüsse, EMV-Störungen usw. unberücksichtigt. Da der Aufwand für die Beschreibung solcher Systemeigenschaften gegenüber dem Nutzen äußerst hoch ist, ist eine detailliertere Modellierung und Parameterbestimmung nicht zielführend. Deutlich effizienter an dieser Stelle ist eine Verifikation der erzielten Ergebnisse am Versuchsstand, die im nachfolgenden Kapitel beschrieben wird.

Neben guten dynamischen Eigenschaften soll jede Regelung eine hohe Robustheit aufweisen. Ein verbreiteter Ansatz, die Robustheit zu bewerten ist die Aufnahme des Störfrequenzgangs. Jedoch ist eine derartige Messung bzw. Simulation in Verbindung mit der Stromregelung nicht aussagekräftig. Dies liegt daran, dass im Stromregelkreis keine hochfrequenten Störungen mit hoher Amplitude auftreten. Vernachlässigbar kleine hochfrequente Störeinflüsse sind auch der Grund, warum in der Praxis durch geeignete Parametrierung eine hohe Dynamik der klassischen PI-PWM-Stromregelung auf Kosten der Störsicherheit erreicht werden kann [Böcker et. all 2009].

Im Stromregelkreis spielt das Führungsverhalten eine wichtige Rolle. Daher wird hier zur Beurteilung der Robustheit die Amplituden- und Phasenreserve im Führungsfrequenzgang herangezogen. Aus Abbildung 4.8 ist hierzu ersichtlich, dass die direkte SM-Stromregelung eine größere Phasenreserve besitzt, als die PI-PWM-Stromregelung. Ebenso ist die Amplitudenreserve mindestens genauso groß, wie beim klassischen Regelverfahren. Als Schlussfolgerung besitzt die direkte Sliding-Mode-Stromregelung eine höhere Robustheit.

In diesem Abschnitt wurden die zuvor vorgestellten Ergebnisse mittels Simulationen an einem dreiphasigem Modell verifiziert. Es wurde gezeigt, dass die direkte SM-Stromregelung gegenüber der klassischen PI-PWM-Stromregelung bessere dynamische Eigenschaften und zugleich eine reduzierte mittlere Schaltfrequenz aufweist. Im nachfolgenden Unterkapitel wird der Einfluss der neuen Stromregelung auf die äußeren Regelkaskaden eines Vorschubantriebs analysiert.

4.3 Simulation der Drehzahlregelung

Im folgenden Kapitel wird die Wirkung des direkten Sliding-Mode-Stromreglers auf die Drehzahlregelung simulativ untersucht. Wie beim Stromregelkreis wird auch die Drehzahlregelung mittels Sprungantwort und Frequenzgangmessung untersucht. Es wird zunächst ein Motor ohne schwingungsfähige mechanische Last simuliert. Lediglich die Beschleunigung des Rotors und die viskose Reibung der Motorlager verursachen ein Lastmoment.

Abbildung 4.9 zeigt die Antwort auf einen Drehzahlsollwertsprung. Deutlich zu sehen ist, dass trotz kleiner Unterschiede in den Stromverläufen das qualitative Verhalten der Drehzahl identisch ist.

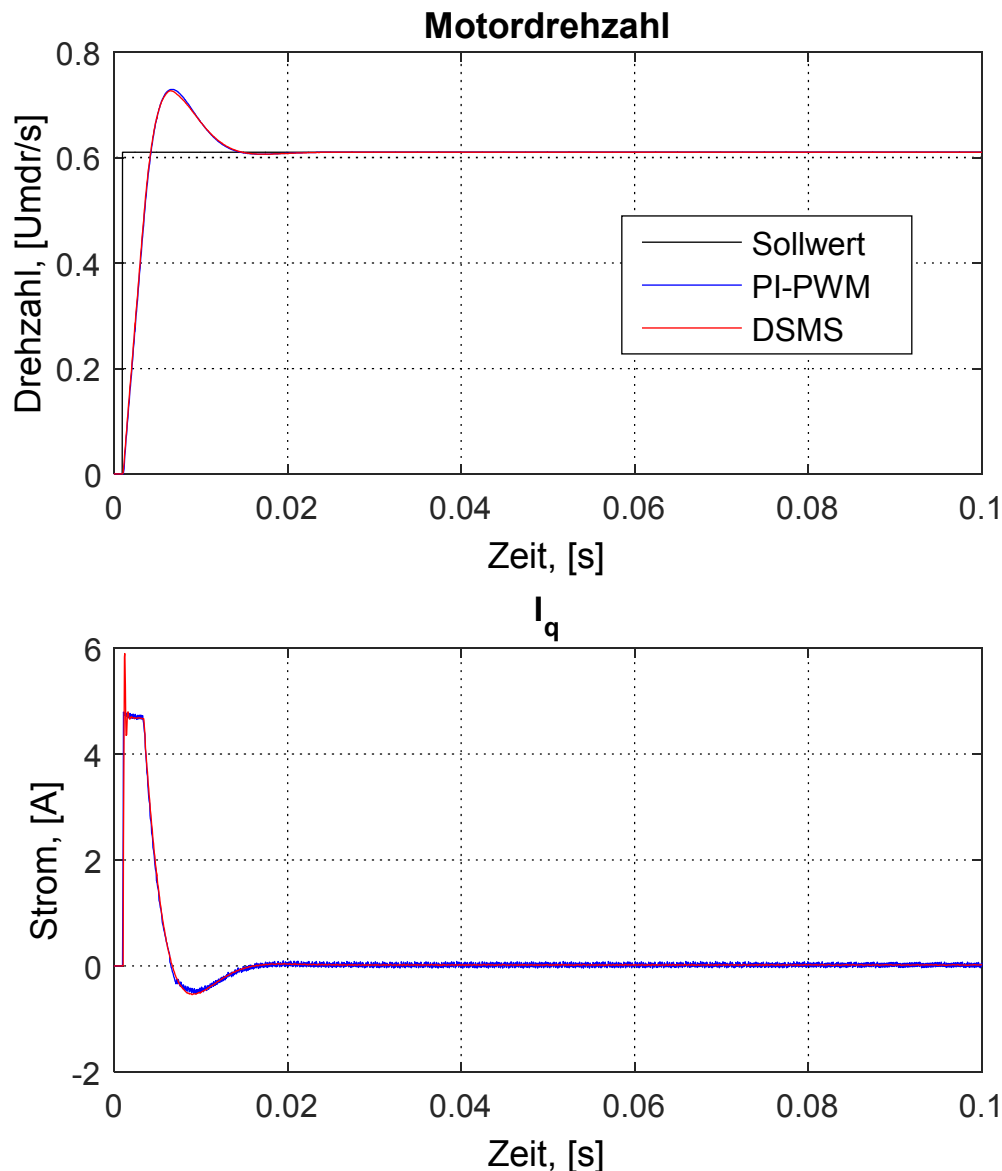


Abbildung 4.9: Simulierte Sprungantwort der Drehzahlregelung

Wie in der Analyse der Stromregelung bereits gezeigt wurde, sind die Stromrippel im momentenbildenden Strom nicht zu vermeiden. In der Drehzahlregelung spiegeln sie sich als Schwankung der Ist-Drehzahl wider. Wie stark diese Schwankungen ausgeprägt sind, hängt primär von den dämpfenden mechanischen Systemeigenschaften ab. Je größer zum Beispiel das Trägheitsmoment, desto kleiner wird der Einfluss der Stromrippel auf die Drehzahl. Abbildung 4.10 zeigt einen Vergleich zwischen den Motoren mit unterschiedlichen Trägheitsmomenten. Simuliert wird ein Motor ohne

angeschlossene Mechanik mit Eigenträgheit $J_{\text{motor}}=16 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$, ein Motor mit starr angekoppelter zweifacher Motorträgheit und mit starr angekoppelter neunfacher Trägheit.

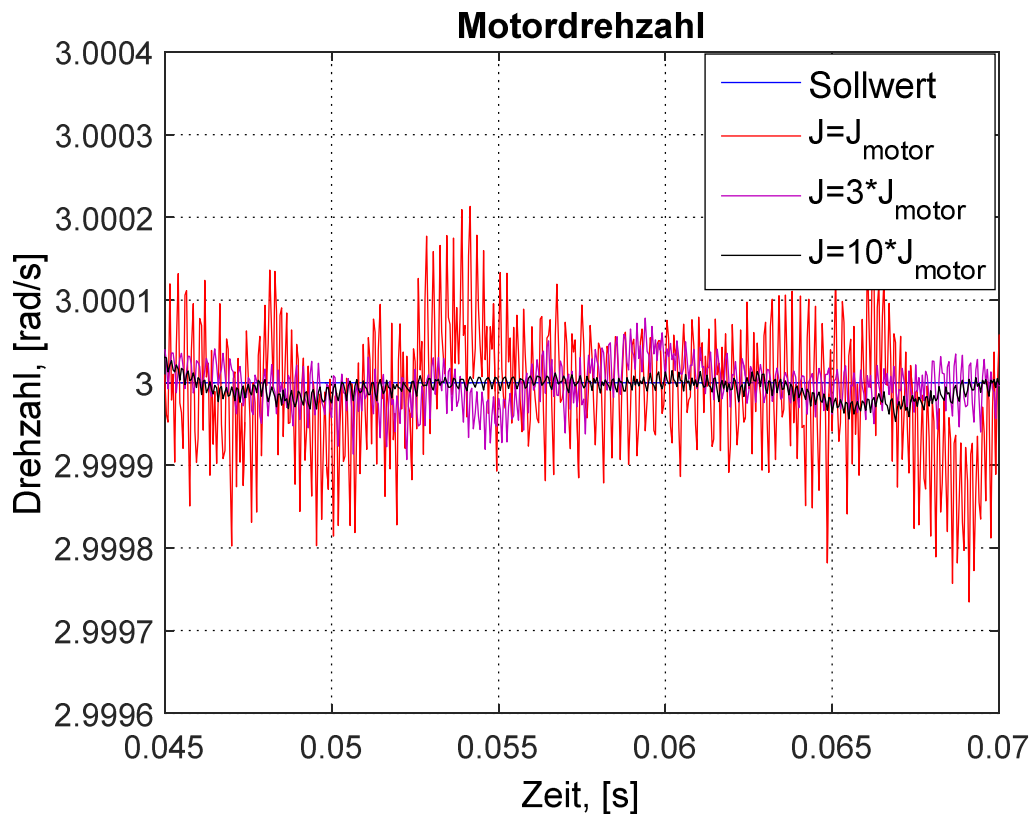


Abbildung 4.10: Vergleich zwischen drehzahlgeregelten Motoren mit unterschiedlichen Trägheitsmomenten

Die Ergebnisse zeigen, dass trotz gleicher Stromrippel der trägere Motor deutlich ruhigeres Drehzahlverhalten aufweist. Dies zeigt dass Vorschubantriebe mit großer Trägheit und hoher Reibung ein besonders vielversprechendes Anwendungsgebiet für die neue Stromregelung darstellen.

Im Folgenden wird die erreichbare Dynamik der Drehzahlregelung anhand des Führungsfrequenzgangs bewertet. Um die maximale Dynamik zu ermitteln, werden die Drehzahlregelung mit unterlagerter direkten SM-Stromregelung und die Drehzahlregelung mit unterlagerter PI-PWM-Stromregelung unabhängig voneinander nach dem Dämpfungsoptimum parametrisiert. Dabei konnte unter Einsatz der direkten SM-

Stromregelung etwa der doppelte Verstärkungsfaktor eingestellt werden. Abbildung 4.11 zeigt die dazugehörigen Frequenzgänge. Die Eigenfrequenz der Drehzahlregelung mit der unterlagerten direkten SM-Stromregelung liegt über 400 Hz. Die Drehzahlregelung mit PI-PWM-Stromregelung erreicht dagegen nur etwa 230 Hz. Diese Simulationsergebnisse versprechen auch für die äußeren Regelkaskaden ein Verbesserungspotenzial. Zu beachten ist, dass es sich lediglich um einen elektrischen Motor ohne Last handelt.

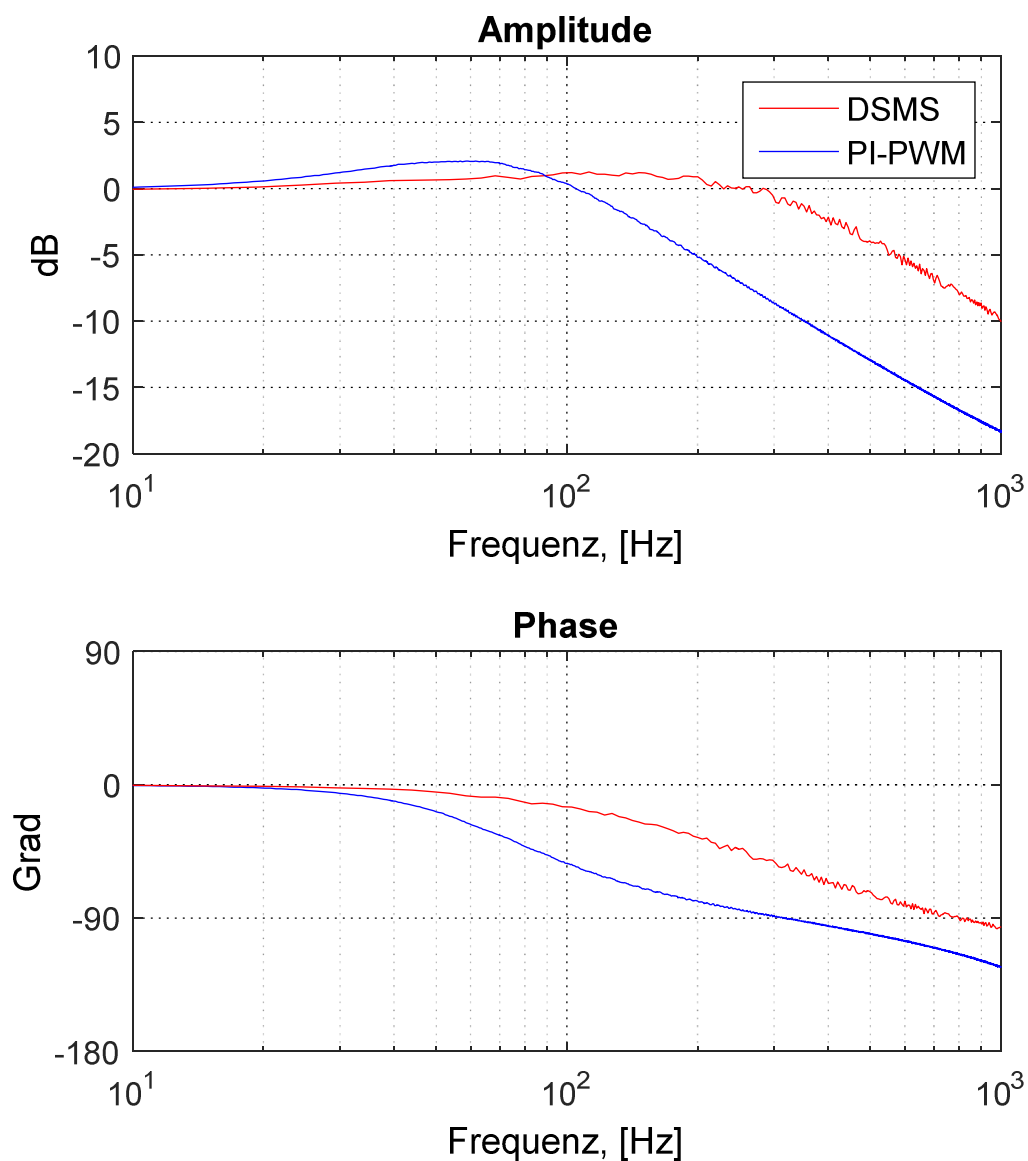


Abbildung 4.11: Führungsfrequenzgang der Drehzahlregelung

Abbildung 4.12 zeigt den Führungsfrequenzgang der Drehzahlregelung der gesamten Vorschubachse. Das Modell der Mechanik besteht dabei aus einem Motor, einem KGT und einem Tisch.

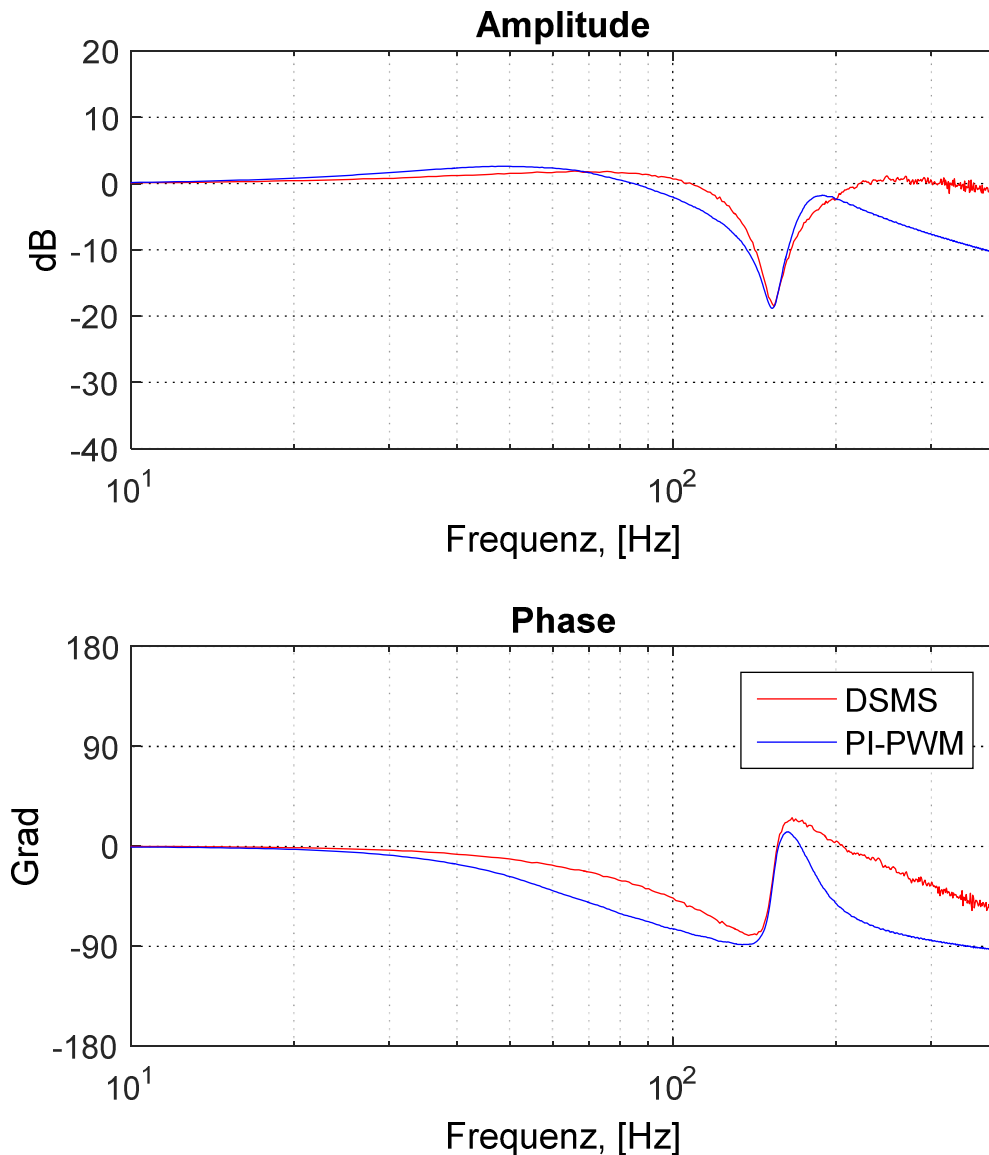


Abbildung 4.12: Führungsfrequenzgang der Drehzahlregelung mit angeschlossener Mechanik

Aus der Abbildung 4.12 ist ersichtlich, dass der Amplitudenabfall bei -3 dB bei beiden unterlagerten Stromreglern durch die mechanische Systemeigenschaft verursacht

wurde. Dies zeigt, dass die Dynamik der Drehzahlregelung bei den Vorschubantrieben maßgeblich von den mechanischen Eigenschaften der Strecke und von der Strombegrenzung abhängig ist. Die Eigenschaften unterlagerter Stromregelung spielen dabei eine untergeordnete Rolle.

4.4 Simulation der Positionsregelung

In diesem Kapitel wird nun die gesamte Regelkaskade mit Schwerpunkt auf der Positionierung betrachtet. Vorschubantriebe müssen eine hohe Positioniergenauigkeit aufweisen. Sie beeinflusst direkt die Genauigkeit des Bearbeitungsprozesses und ist letztendlich für die Produktqualität entscheidend. Moderne Vorschubantriebe erreichen Genauigkeiten von wenigen μm . Präzisere Positionierungsvorgänge sind lediglich in Sondermaschinen gefragt und setzen einen Einsatz von mechanischen, messtechnischen und elektronischen Sonderkomponenten voraus.

Nachfolgend zeigt Abbildung 4.13 die Sollwert-Sprungantwort der Lageregelung.

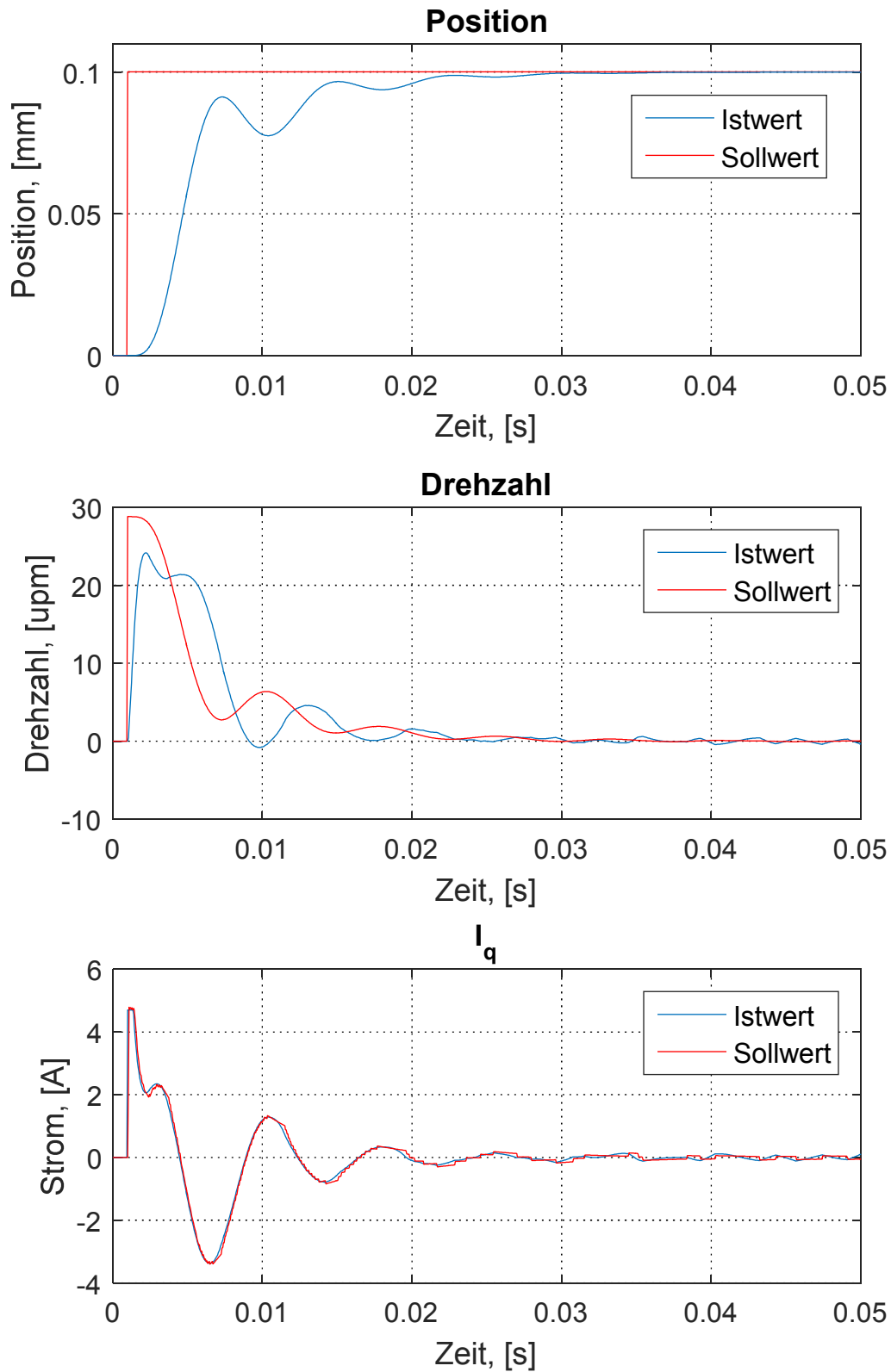


Abbildung 4.13: Sprungantwort der Lageregelung mit unterlagerter direkter SM-Stromregelung

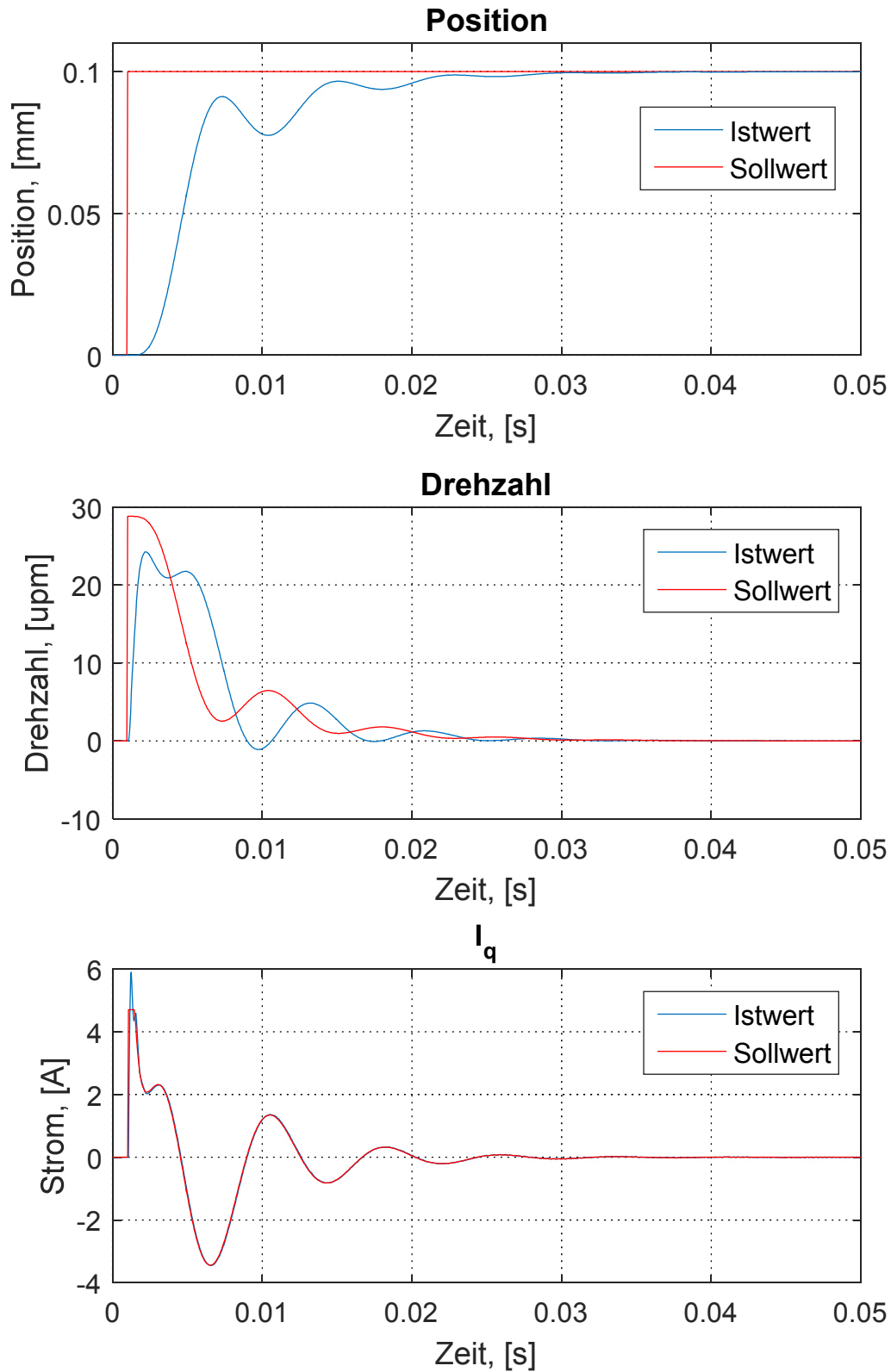


Abbildung 4.14: Sprungantwort der Lageregelung mit unterlagerter PI-PWM-Stromregelung

Wie erwartet, sehen die Sprungantworten der Lageregelung unabhängig von dem eingesetzten Stromregelverfahren vergleichbar aus. Auch die Führungsfrequenzgänge der Positionsregelung, dargestellt in Abbildung 4.15, zeigen ein nahezu identisches Verhalten. Der Grund für die Übereinstimmung ist, dass das Verhalten der Lageregelung überwiegend durch die Eigenschaften der mechanischen Übertragungselemente bestimmt wird.

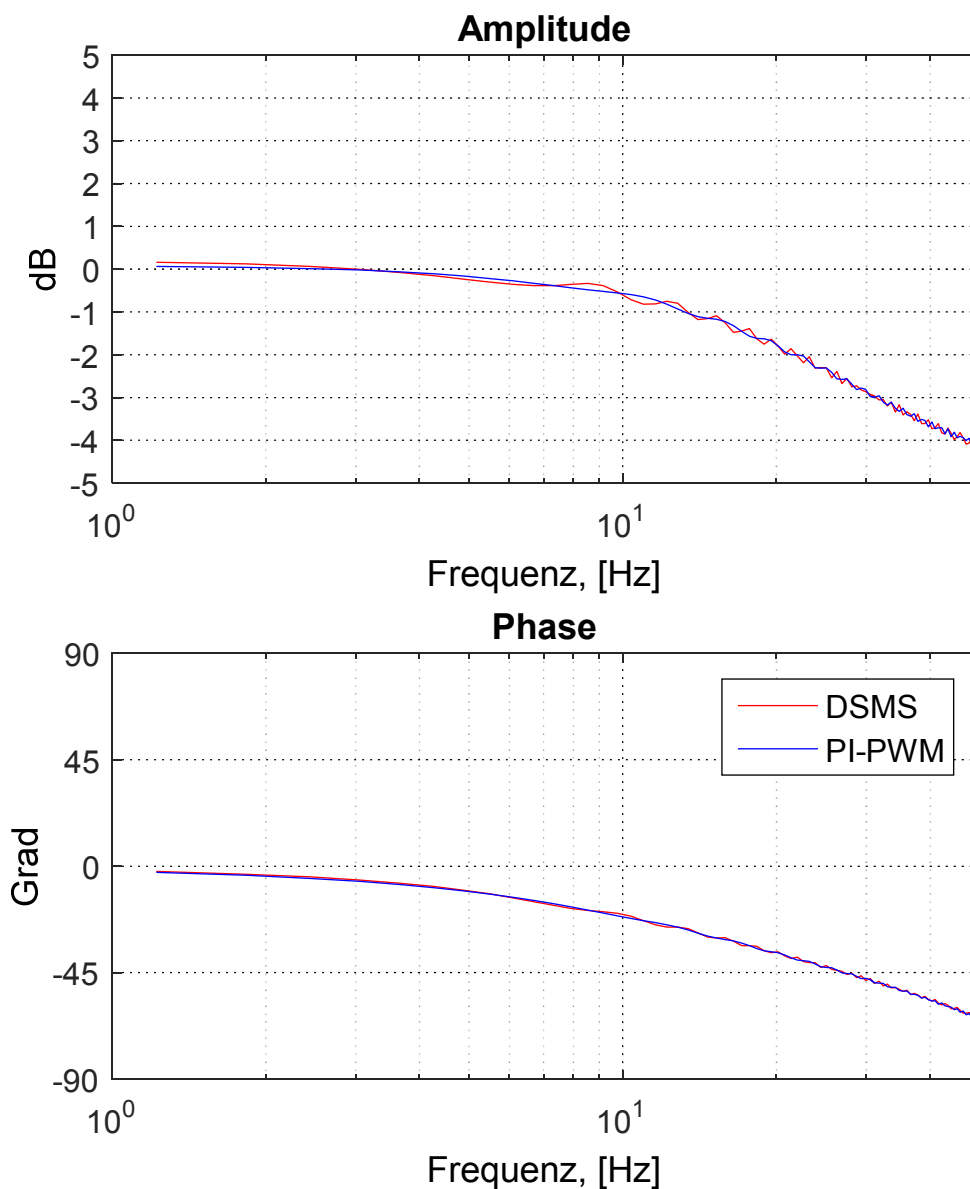


Abbildung 4.15: Führungsfrequenzgang der Positionsregelung

Neben den dynamischen Eigenschaften ist die Genauigkeit der Positionierung für die Vorschubantiriebe von besonderer Bedeutung. Ein Zeitausschnitt der Sprungantwort der Positionsregelung mit direkter SM-Stromregelung zeigt, dass nach dem Einschwingvorgang eine ausreichend hohe Genauigkeit von weniger als $1\ \mu\text{m}$ erreicht wird (Abbildung 4.16). Die Stromrippel bzw. die daraus entstehende Momentensprünge sind selbst bei der simulativen Untersuchung in der Tischposition nicht zu erkennen. Zurückzuführen ist dies auf die dämpfende Wirkung der Massenträgheit.

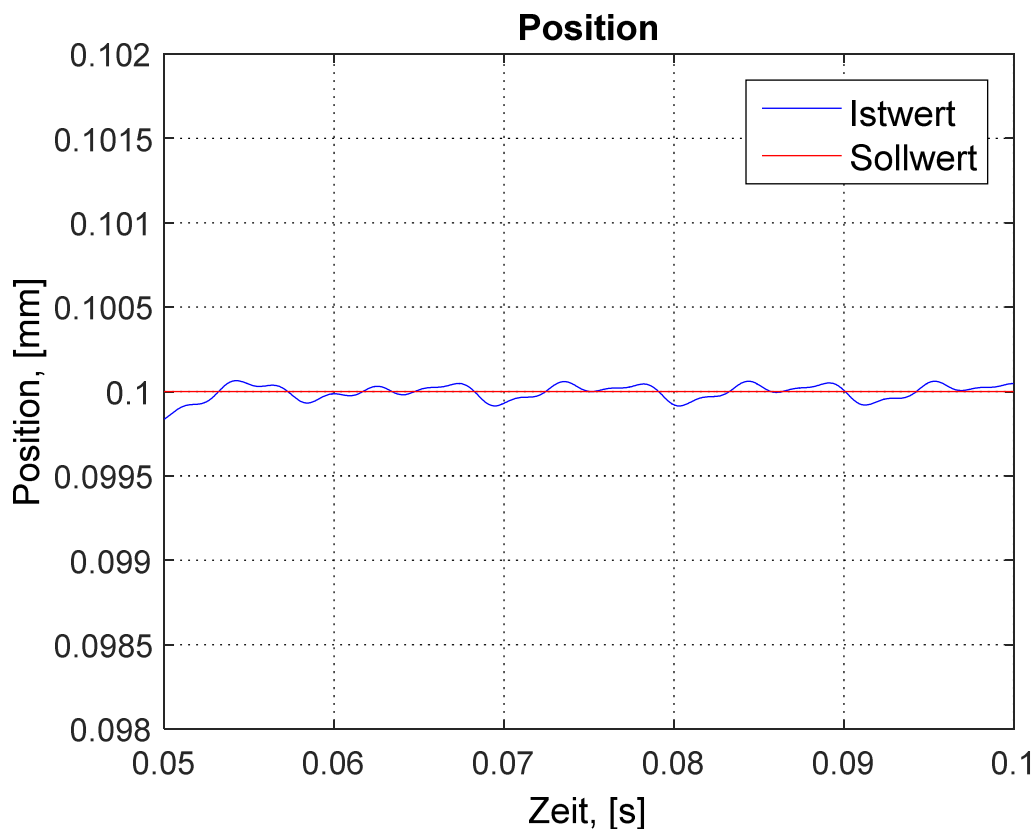


Abbildung 4.16: Tischposition, Zeitausschnitt

Die vorgestellten Simulationsergebnisse zeigen, dass die Genauigkeit und Dynamik der Positionsregelung unabhängig von dem Stromregelverfahren ist. Im nachfolgenden Kapitel wird dies an einem Versuchsstand verifiziert.

4.5 Zusammenfassung der Simulationsergebnisse

Mittels simulativer Analysen wurde die in Rahmen dieser Arbeit entwickelte Regelung untersucht und mit der herkömmlichen PI-PWM-Stromregelung verglichen. In diesem Kapitel sollen die **wesentlichen Eigenschaften** der direkten Sliding-Mode-Stromregelung nochmals zusammengefasst werden.

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die direkte SM-Stromregelung eine sehr **hohe Dynamik** aufweist. Dies ist in erster Linie der direkten Struktur zu verdanken. Des Weiteren bestätigen Amplituden- und Phasenreserve die sehr gute **Robustheit** der neuen Regelung.

Beim Einsatz der direkten SM-Stromregelung sind die Stromrippel unvermeidlich. Die Frequenz der Stromrippel ist jedoch um ein Vielfaches höher als die mechanischen Eigenfrequenzen typischer Vorschubantrieben. In der Simulation wurden **keine negativen Auswirkungen der Stromrippel auf die mechanischen Bewegungen** der Vorschubachse festgestellt.

Die Leistungsaufnahme wurde in der Simulation nicht explizit untersucht. Stattdessen wurde die mittlere Schaltfrequenz als Maß für die Schaltverluste betrachtet. Sie ist im Fall der direkten SM-Stromregelung deutlich niedriger als bei der PI-PWM-Stromregelung. Somit ist beim Einsatz der neuen Stromregelung eine **reduzierte Leistungsaufnahme** zu erwarten.

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die direkte SM-Stromregelung mehrere Vorteile gegenüber herkömmlicher PI-PWM-Stromregelung aufweist. Im folgenden Kapitel wird die praktische Realisierung der direkten SM-Stromregelung mit dem Stand der Technik an einem realen Versuchsstand verglichen und bewertet

5 Experimentelle Verifikation am Versuchsstand

In den vorangegangenen Kapiteln wurde der Entwurf des direkten Sliding-Mode-Stromreglers beschrieben, seine positiven regelungstechnischen Eigenschaften mittels Simulationen nachgewiesen und mit dem Stand der Technik verglichen. Kern dieses Kapitels ist die praktische Untersuchung der direkten SM-Stromregelung an einem Versuchsstand.

Zunächst werden der Aufbau des Versuchsstands und die Implementierung des direkten SM-Stromreglers erläutert. Danach werden in jeweiligen Unterkapiteln die regelungstechnischen Eigenschaften, Auswirkungen auf äußere Kaskaden und die Leistungsaufnahme gesondert untersucht. Dabei werden die simulativen Ergebnisse durch Messungen verifiziert und die direkte SM-Stromregelung mit der PI-PWM-Stromregelung messtechnisch verglichen.

5.1 Praktische Realisierung

5.1.1 Aufbau des Versuchsstandes

Der eingesetzte Versuchsstand nutzt eine herkömmliche Vorschubachse mit industriellen Standardkomponenten. Abbildung 5.1 gibt ein Überblick über den Versuchsaufbau. Zur Erzeugung rotatorischer Bewegung wird ein Servomotor (PMSM) der Fa. Siemens AG aus der Serie FT7. Die wesentlichen Parameter des Motors sind im Anhang zu finden. Zur Wandlung der rotatorischen Bewegung in eine lineare Bewegung wird ein Kugelgewindetrieb mit einer Steigung von 40 mm und einem Durchmesser von 40 mm eingesetzt. Damit wird ein Maschinenschlitten mit einer Gesamtmasse von 100 kg angetrieben.

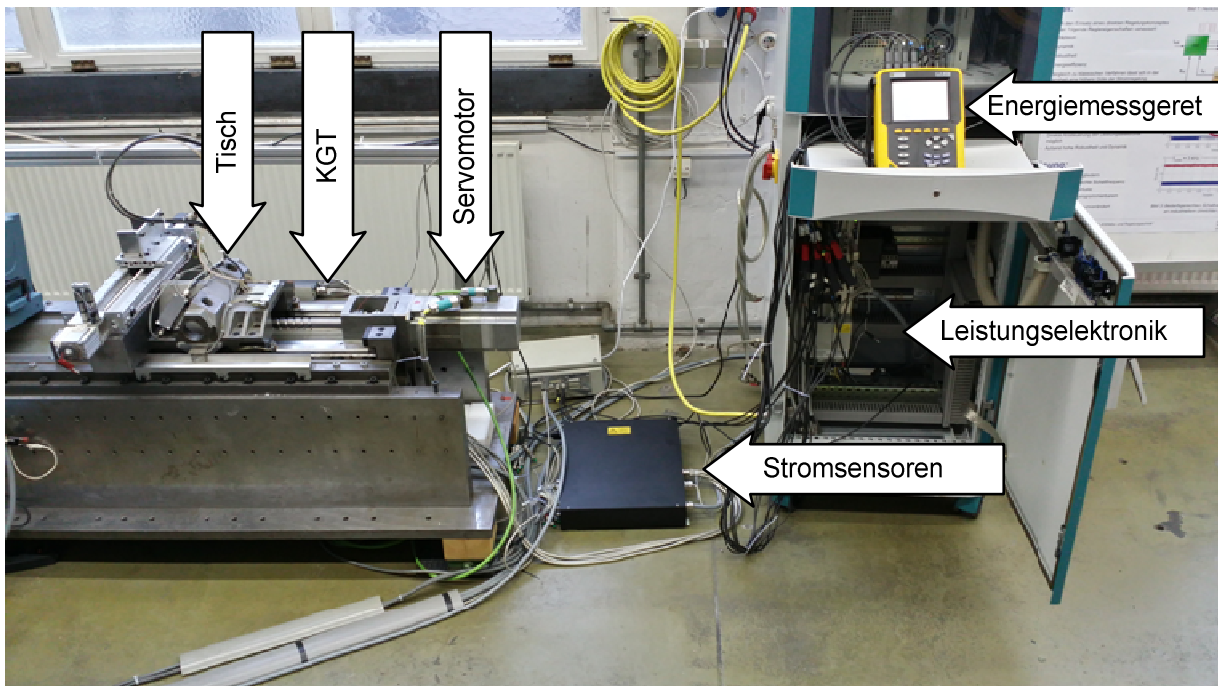


Abbildung 5.1: Versuchsaufbau

Zur Aufbereitung elektrischer Energie wird die Leistungselektronik der Fa. Siemens AG aus der Serie Simodrive 611 mit Nennstrom von 15 A eingesetzt. Die dazugehörige Regler-Elektronik erlaubt keine Änderungen des Regelalgorithmus und wird daher nicht verwendet. Stattdessen wird als schnelle Regler-Hardware ein Rapid-Prototyping-System der Fa. dSpace GmbH, bestehend aus einer DSP-Rechnerkarte ds1005 und einer FPGA-Karte ds5203, eingesetzt. Architekturbedingt beträgt die minimale Zykluszeit der DSP-Rechnerkarte $50 \mu\text{s}$. Dies ist weder für die Implementierung der klassischen Pulsweitenmodulation noch für den Aufbau der direkten SM-Stromregelung ausreichend. Die FPGA-Taktfrequenz dagegen beträgt 100 MHz und bietet somit genügend Rechenleistung. Daher werden alle Regelkaskaden mittels Xilinx System Generator und HDL Coder der Fa. The MathWorks Inc. auf dem FPGA implementiert. Die DSP-Rechnerkarte wird lediglich als eine übergeordnete Steuerung zu Parametrierung, Erzeugung der Sollwerte und Anbindung der grafischen Schnittstelle zum Benutzer eingesetzt. Alle Input- und Output-Schnittstellen sind direkt an dem FPGA über schnelle A/D- und D/A-Wandler oder digitale Anschlüsse angebunden. Lediglich für die Auswertung von Signalen der optischen Encoder wird die I/O-Karte ds3002 eingesetzt. Sie berechnet die aktuellen Positions- und

Geschwindigkeitssignale und überträgt sie an die DSP-Rechnerkarte. Die DSP-Rechnerkarte leitet beide Signale an die FPGA-Karte weiter. Um die Totzeiten in dem Stromregelkreis zu minimieren, werden für die Strommessung magnetoresistive Sensoren der Fa. Sensitec GmbH mit einer Bandbreite von 2 MHz eingesetzt. Die Signalpfade im Versuchsaufbau werden in Abbildung 5.2 veranschaulicht.

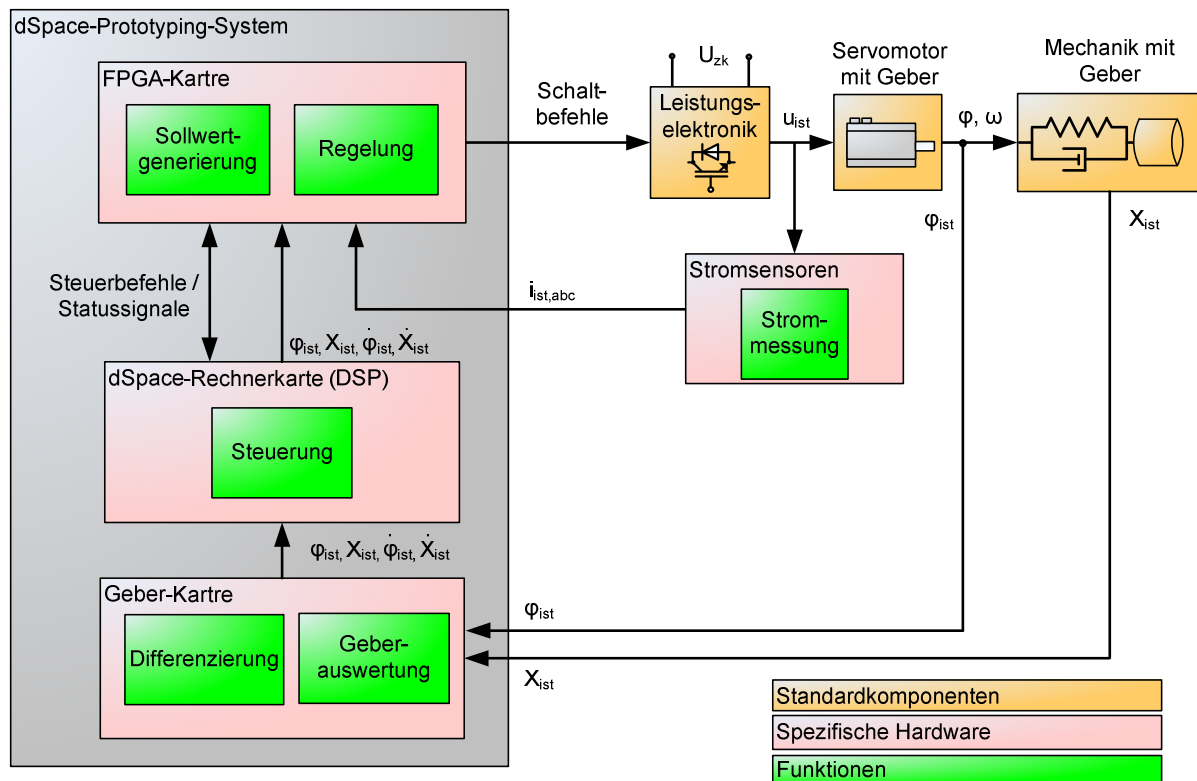


Abbildung 5.2: Signalpfade im Versuchsstand und Aufbau der schnellen Regler-Hardware

Für die praktische Implementierung des direkten SM-Stromreglers sind keine Modifikationen an der Leistungselektronik oder am Motor erforderlich. Um eine hohe Regelgüte zu erreichen sind lediglich eine schnelle Regler-Hardware und Stromsensoren mit hoher Bandbreite notwendig. Es sei darauf hingewiesen, dass FPGA basierte Antriebsregler sowohl in der Forschungslandschaft als auch in der Industrie vermehrt zum Einsatz kommen [Laptev et. all 2009], [Bardakcioglu et. all 2010], [Zahn et. all 2014], [NN 2014]. Auch die magnetoresistiven Stromsensoren finden Einsatz in industriellen Antriebsverstärkern [Steinicke 2012], [Slatter 2013]. Als eine Alternative

zu magnetoresistiven Sensoren soll an dieser Stelle die schnelle Strommessung mittels Shunt-Widerstand genannt werden.

5.1.2 Implementierung und Parametrierung der Regelung

Der FPGA wurde unter Benutzung von Simulink-Blöcken aus der Xilinx-Toolbox mittels dSpace-Software konfiguriert. Das Hardwaredesign der direkten SM-Stromregelung in FPGA entspricht der Struktur aus Kapitel 3.4. Die Taktfrequenz des Stromreglers beträgt 1 MHz. Dank schneller Stromsensoren und A/D-Wandlern können die Stromistwerte mit einer Taktfrequenz bis zu 10 MHz eingelesen werden. Dies ermöglicht den Einsatz digitaler Filter mit minimalen Verzögerungszeiten.

Die Winkelposition des Motors wird mit einem optischen Geber mit 1024 Strichen pro Umdrehung erfasst und 4096-fach interpoliert. Somit weist das Positionssignal eine hohe Qualität auf und wird daher nicht gefiltert. Dagegen wird die aus dem Positionssignal abgeleitete Drehzahl des Motors mit einem Tiefpass erster Ordnung mit der Eckfrequenz von 600 Hz gefiltert.

Es wird auch angemerkt, dass die Implementierung der direkten SM-Stromregelung keine übermäßigen Anforderungen an die Hardware stellt. Der Bedarf an Speicher und interner FPGA-Strukturen ist vergleichbar mit dem Bedarf der PI-PWM-Stromregelung. Es werden lediglich kurze System-Totzeiten für eine hohe Regelqualität benötigt.

Die Parametrierung des Stromreglers wurde gemäß der in Kapitel 3.6 beschriebenen Vorgehensweise durchgeführt. Abbildung 5.3 zeigt den Verlauf der Hysteresebreite.

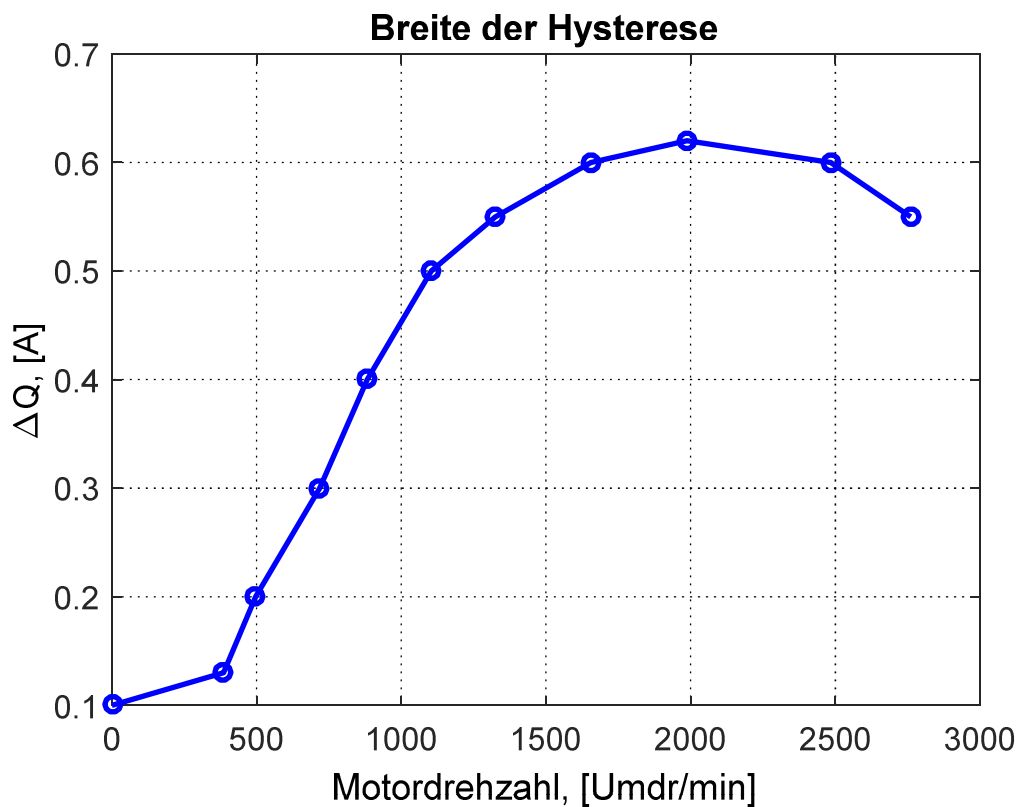


Abbildung 5.3: Einstellung der Hysteresebreite an dem Versuchsstand

Um die direkte SM-Stromregelung mit dem Stand der Technik zu vergleichen, wurde auch PI-PWM-Stromregelung am selben Versuchsstand implementiert. Beiden Stromreglern wurden dann die Drehzahl- und Lageregelung überlagert, sodass eine für die Vorschubantriebe typische Struktur der Kaskadenregelung entstand.

Im nachfolgenden Kapitel werden nun die messtechnische Untersuchungen und die erzielten Ergebnisse beschrieben.

5.2 Messtechnische Untersuchungen

5.2.1 Regelungstechnischen Eigenschaften direkter SM-Stromregelung

Die wesentlichen Eigenschaften eines Reglers und die Messungen zu Quantifizierung dieser Eigenschaften wurden bereits in Tabelle 13 zusammengefasst. Im Weiteren werden die Ergebnisse der Messungen am Versuchsstand präsentiert.

5.2.1.1 Sprungantwort der Stromregelung

Wie bei den simulativen Untersuchungen, wurde am Versuchsstand zunächst der Sollstrom-Sprungantwort der Stromregelung aufgenommen. Dabei wurde der Motor mit der eingebauten Motorbremse festgehalten. Der Sollwert des momentenbildenden Stromes i_q wurde von Null bis zu I_{nenn} sprunghaft erhöht. Der Sollwert des Magnetisierungsstroms i_d wurde unverändert bei Null belassen. Abbildung 5.4 zeigt die dabei gemessene Stromverläufe.

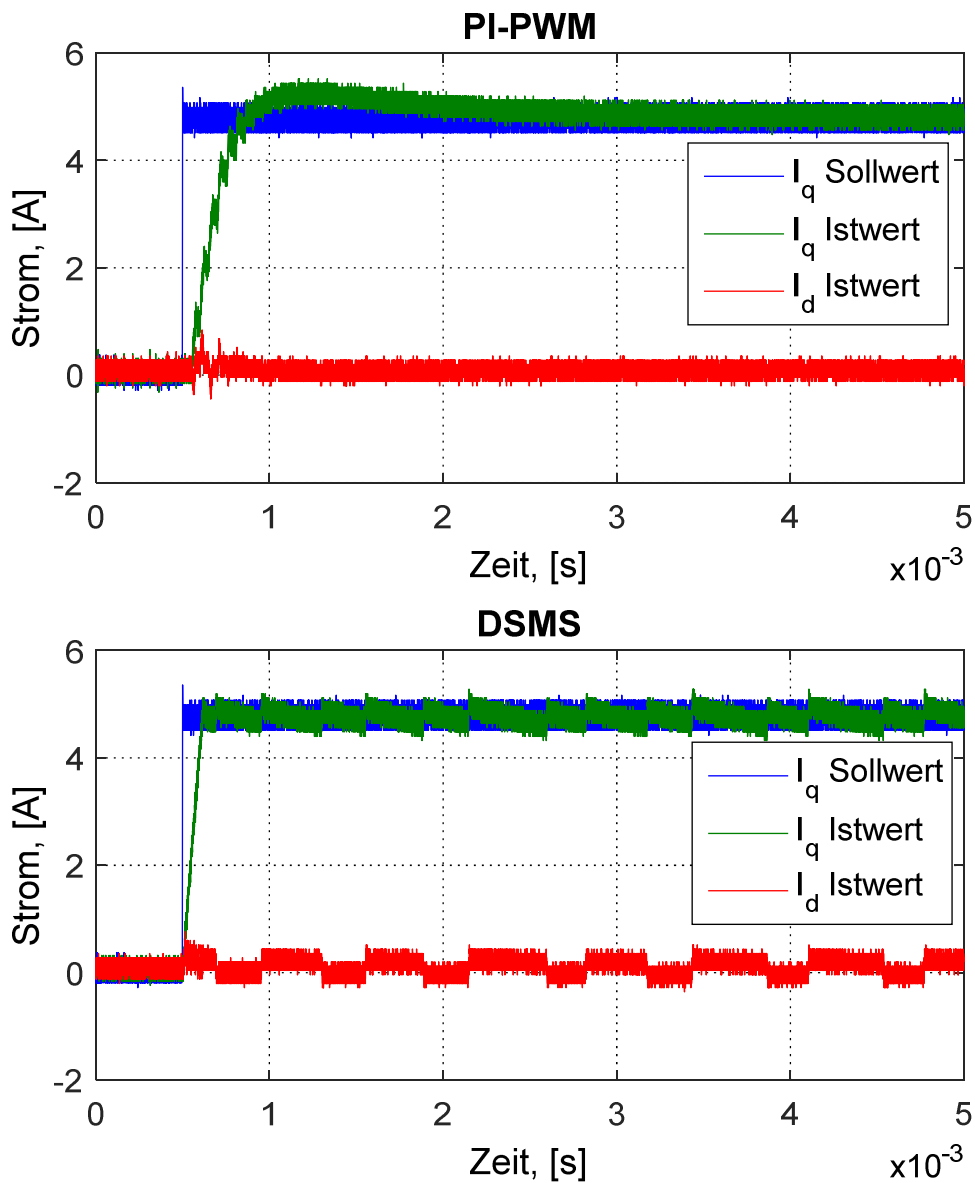


Abbildung 5.4: Sprungantwort der Stromregelung gemessen am Versuchsstand

Entsprechend der Erwartung weist die direkte SM-Stromregelung im Vergleich zur PI-PWM-Stromregelung kürzere Anstiegszeit und somit höhere Dynamik auf. Dies entspricht den Simulationsergebnissen aus dem Kapitel 4 (Abbildung 4.4).

5.2.1.2 Stromverläufe beim konstanten Sollwert

Neben dem Sollstrom-Sprungantwort wurden die Stromverläufe beim konstanten Sollwert aufgenommen. Dabei wurde der Motor wie bei der Aufnahme des Sprungantworts mit der eingebauten Motorbremse festgehalten. Abbildung 5.5 zeigt das Verhalten beim konstanten Sollstrom i_q von 4 A.

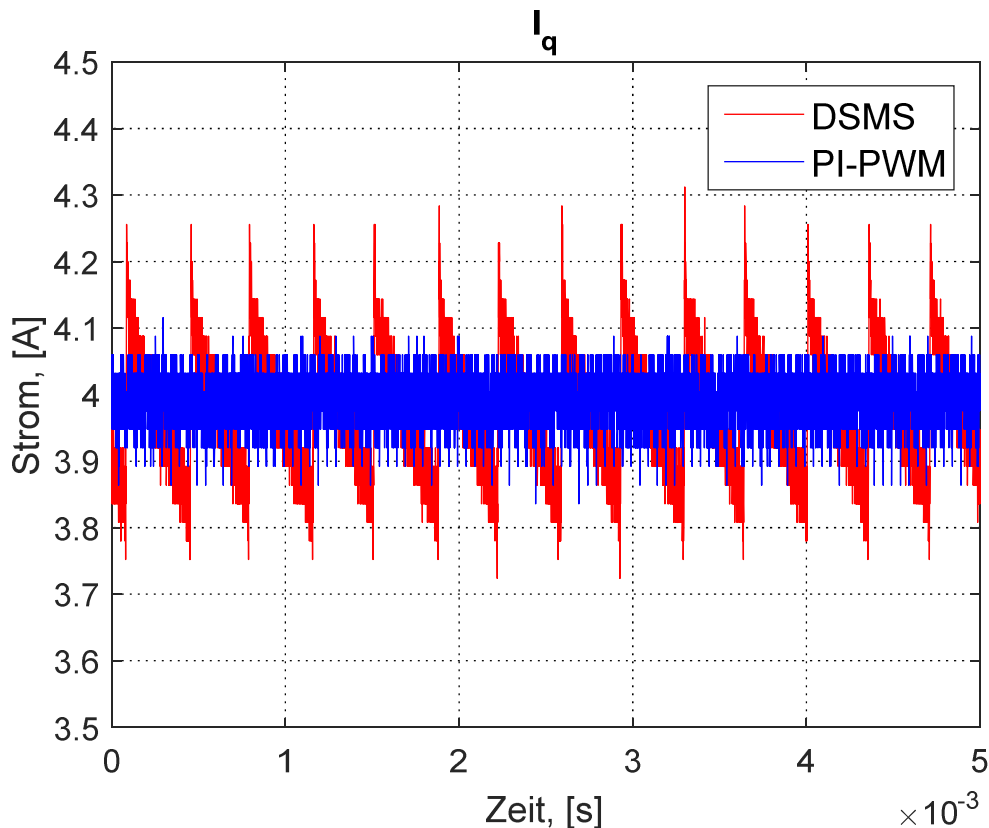


Abbildung 5.5: Stromrippel beim momentenbildenden Dauerstrom von 4 A

In Abbildung 5.5 sind die Stromrippel bzw. die Bewegungen des Stromes in dem vorgegebenen Toleranzbereich des direkten SM-Stromreglers zu sehen. Momentenbildender Strom der direkten SM-Stromregelung weist dabei höhere Stromrippel als der Strom der PI-PWM-Stromregelung auf. Abbildung 5.6 zeigt das Amplitudenspektrum dieser Ströme.

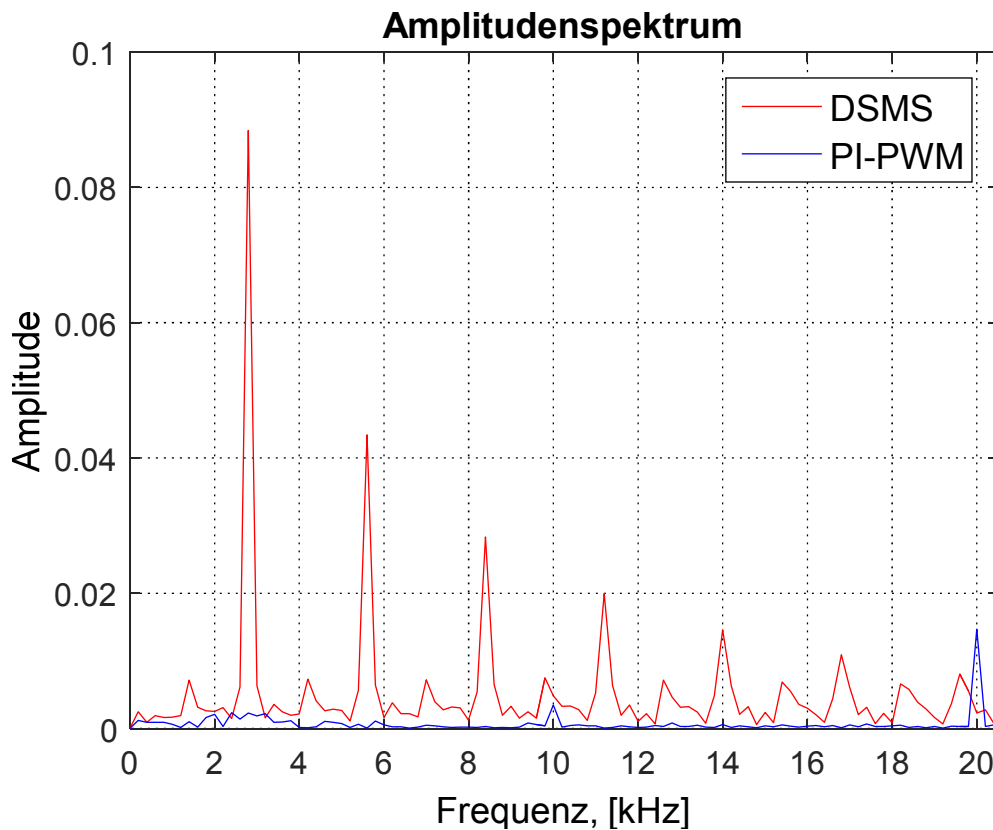


Abbildung 5.6: Spektrum der Stromrippel beim stationären Betrieb

Deutlich zu sehen ist, dass die niedrigste ausgeprägte Frequenz der Stromschwankungen bei etwa 2,8 kHz liegt. Somit ist sie weit außerhalb des Bereiches mechanischer Eigenfrequenzen (Abbildung 4.1). Dadurch ist keine Auswirkung der Stromrippel auf die mechanische Bewegungen zu erwarten. Die genauere Analyse der Auswirkung der Stromrippel auf die äußeren Regelkaskaden erfolgt im folgenden Kapitel.

5.2.1.3 Stromregelung bei einer kontinuierlichen Bewegung

Eine weitere Messung zeigt das Verhalten der Stromregelung bei einer kontinuierlichen Bewegung des Motors. Dabei beträgt die Drehzahl 240 *upm*. Abbildung 5.7 zeigt den Verlauf des momentenbildenden Stromes i_q und des Phasenstromes i_a .

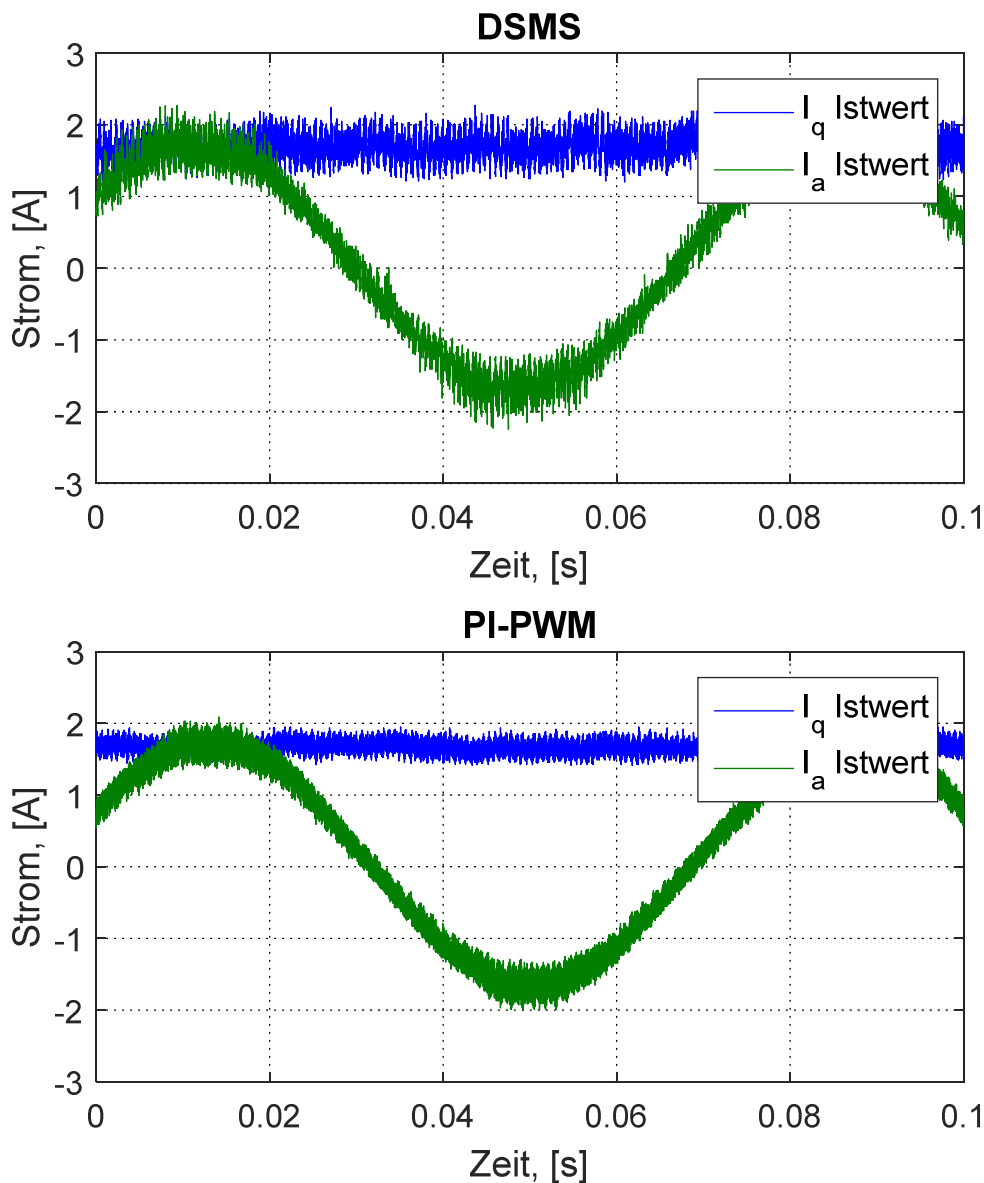


Abbildung 5.7: Stromverlauf unter Einfluß der induzierter Spannung

Durch die kontinuierliche Motorbewegung wird eine konstante induzierte Spannung erzeugt. In Abbildung 5.7 ist zu sehen, dass die Amplitude der Stromrippel im Vergleich zu den Messungen mit dem festgeklemmten Motor (Abbildung 5.5) gestiegen ist. Im Vergleich zu PI-PWM besitzen die Ströme bei der direkten SM-Stromregelung ein etwas breiteres Band. Dies wird durch die Toleranzbänder der Hysterese verursacht, was den Untersuchungen aus Kapitel 3.6.2 entspricht.

5.2.1.4 Frequenzgangmessung

Neben den Analysen im Zeitbereich, zum Beispiel mittels Sollwertsprungs, kann die Regelqualität anhand der Frequenzgangmessung beurteilt werden. Diese Messung wurde am festgeklemmten Motor durchgeführt. Der Sollwert des momentenbildenden Stroms stellte dabei ein Sinus-Sweep dar. Abbildung 5.8 zeigt den Führungsfrequenzgang der Stromregelung.

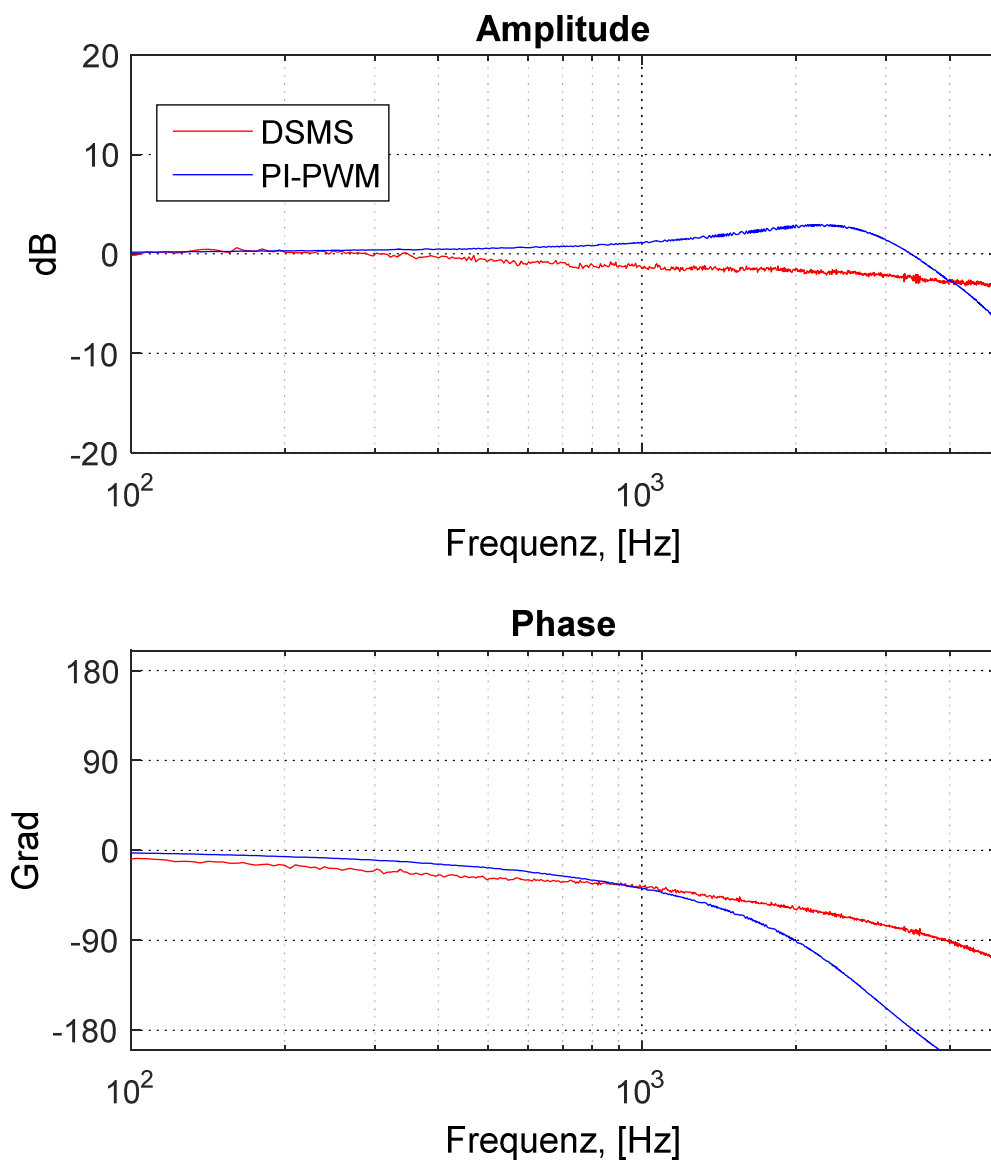


Abbildung 5.8: Führungsfrequenzgang der Stromregelung

Der Frequenzgang zeigt, dass -90° Phase der PI-PWM-Stromregelung bei der Frequenz von 2000 Hz liegt. Dabei liegt -90° Phase der direkten SM-Stromregelung bei etwa 4000 Hz. Die direkte SM-Stromregelung zeigt Steigerung der Dynamik um 100%.

Anzumerken ist auch dass der qualitative Verlauf des Frequenzgangs sowohl bei SM-Stromregelung als auch bei PI-PWM-Stromregelung mit den Simulationsergebnissen aus Kapitel 4 übereinstimmt.

Bevor der energetische Aspekt betrachtet wird, wird im nachfolgenden Kapitel die Auswirkung der Stromregelung auf die äußeren Regelkaden untersucht.

5.2.2 Auswirkungen auf die Drehzahlregelung

In diesem Kapitel werden die Eigenschaften der Drehzahlregelung mit unterlagerter direkter SM-Stromregelung analysiert. Das Ziel dabei ist die möglichen Auswirkungen der neuen Stromregelung auf die äußere Kaskade festzustellen. Als Methode wird der Vergleich zwischen zwei Drehzahlregelkaskaden vorgenommen: Drehzahlregelung mit unterlagerter direkter SM-Stromregelung und Drehzahlregelung mit unterlagerter PI-PWM-Stromregelung. Um höchste Vergleichbarkeit zu erzielen, wurden die Drehzahlregler in beiden Fällen identisch aufgebaut und parametrisiert. Sie wurden über die Rückführung der Motordrehzahl geschlossen, was einem klassischen Aufbau der Vorschubantriebe entspricht. Dieser Aufbau wurde bereits in Abbildung 1.1 gezeigt. Die Messungen wurden am Versuchsstand mit dem Motor und einem über KGT angeschlossenen Tisch mit Masse aufgenommen.

5.2.2.1 Sprungantwort des Drehzahlreglers

Zunächst wurde die Sprungantwort des Drehzahlreglers aufgenommen. Die Höhe der Solldrehzahl wurde dabei so gewählt, dass der für die Beschleunigung benötigte Strom dem nominellen Motorstrom I_{nenn} entspricht. Abbildung 5.9 zeigt die Sprungantwort der Drehzahlregler.

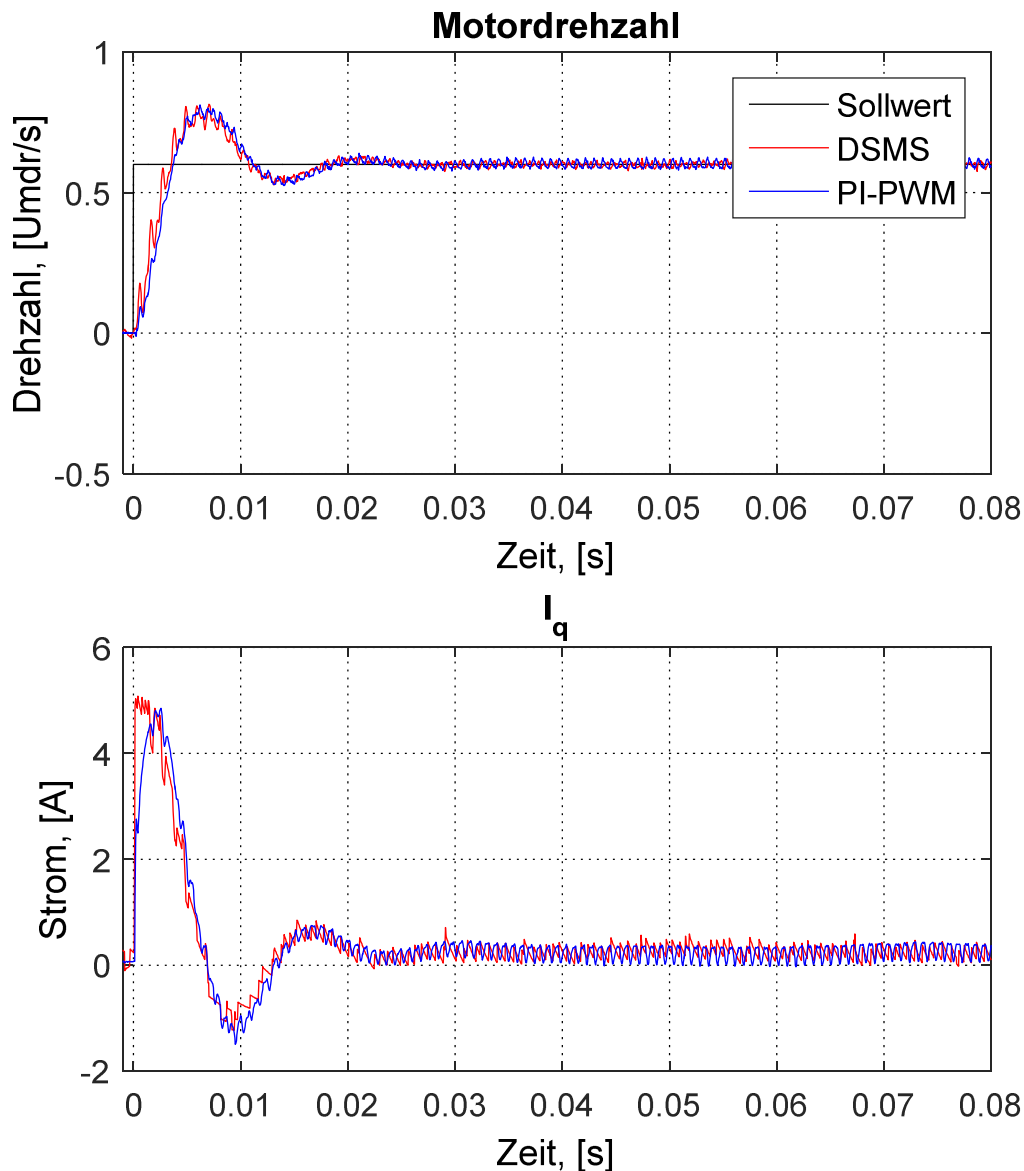


Abbildung 5.9: Sollwertsprung der Drehzahlregelung

Die Drehzahlverläufe unter dem Einsatz der direkten SM-Stromregelung und unter dem Einsatz der PI-PWM-Stromregelung liefern vergleichbare Ergebnisse (Abbildung 5.9). Leichte Unterschiede sind lediglich in Stromverläufen zu sehen, wobei die Eigenschaften der Stromregelung bereits im vorangegangenen Kapitel analysiert wurden.

5.2.2.2 Führungsfrequenzgang der Drehzahlregelung

Abbildung 5.10 zeigt den Führungsfrequenzgang der Drehzahlregelung. Bei dieser Messung wurde eine konstante Solldrehzahl zur Überwindung der Haftreibung mit einem überlagerten Sinus-Sweep vorgegeben.

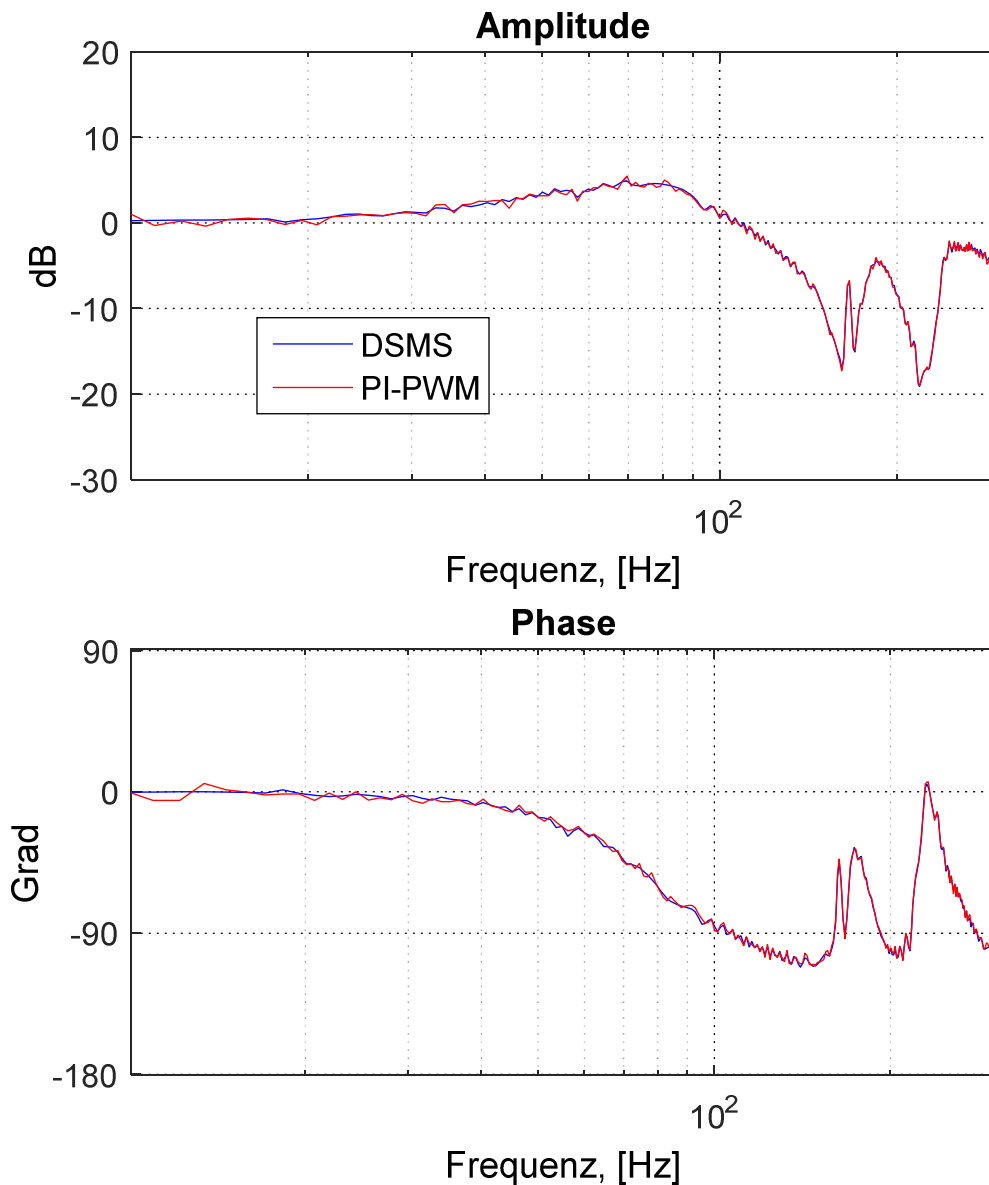


Abbildung 5.10: Führungsfrequenzgang der Drehzahlregelung mit angeschlossener Mechanik

Wie im Sprungantwort sind im Führungsfrequenzgang keine merklichen Unterschiede zwischen dem Verhalten der Drehzahlregelung mit unterlagerter direkter SM-Stromregelung und mit unterlagerter PI-PWM-Stromregelung festzustellen (Abbildung 5.10). Dies ist auf die Tatsache zurückzuführen, dass die Eigenschaften der Drehzahlregelkaskade im relevanten Bereich im Wesentlichen durch die Eigenschaften der Mechanik geprägt sind. Die durchgeführten Messungen bestätigen, dass die direkte Sliding-Mode-Stromregelung ohne Modifikationen der Kaskadenstruktur bei Vorschubantrieben eingesetzt werden kann. Eine negative Auswirkung auf die Qualität der Drehzahlregelung ist nicht zu erwarten.

5.2.3 Auswirkungen auf die Lageregelung

In diesem Kapitel werden die Eigenschaften der Lageregelung unter dem Einsatz der direkten SM-Stromregelung analysiert. Dabei wird der Vergleich zu Lageregelung mit PI-PWM-Stromregelung vorgenommen. Beide Lageregler und deren unterlagerte Drehzahlregler wurden identisch aufgebaut und parametrisiert. Die Lageregelung am Versuchsstand wurde über das direkte Lage-Messsystem des Tisches geschlossen. Dieser Aufbau entspricht dem typischen Aufbau modernen Werkzeugmaschinen.

5.2.3.1 Sprungantwort der Lageregelung

Die Sprungantwort der Lageregelung wird in Abbildung 5.11 gezeigt.

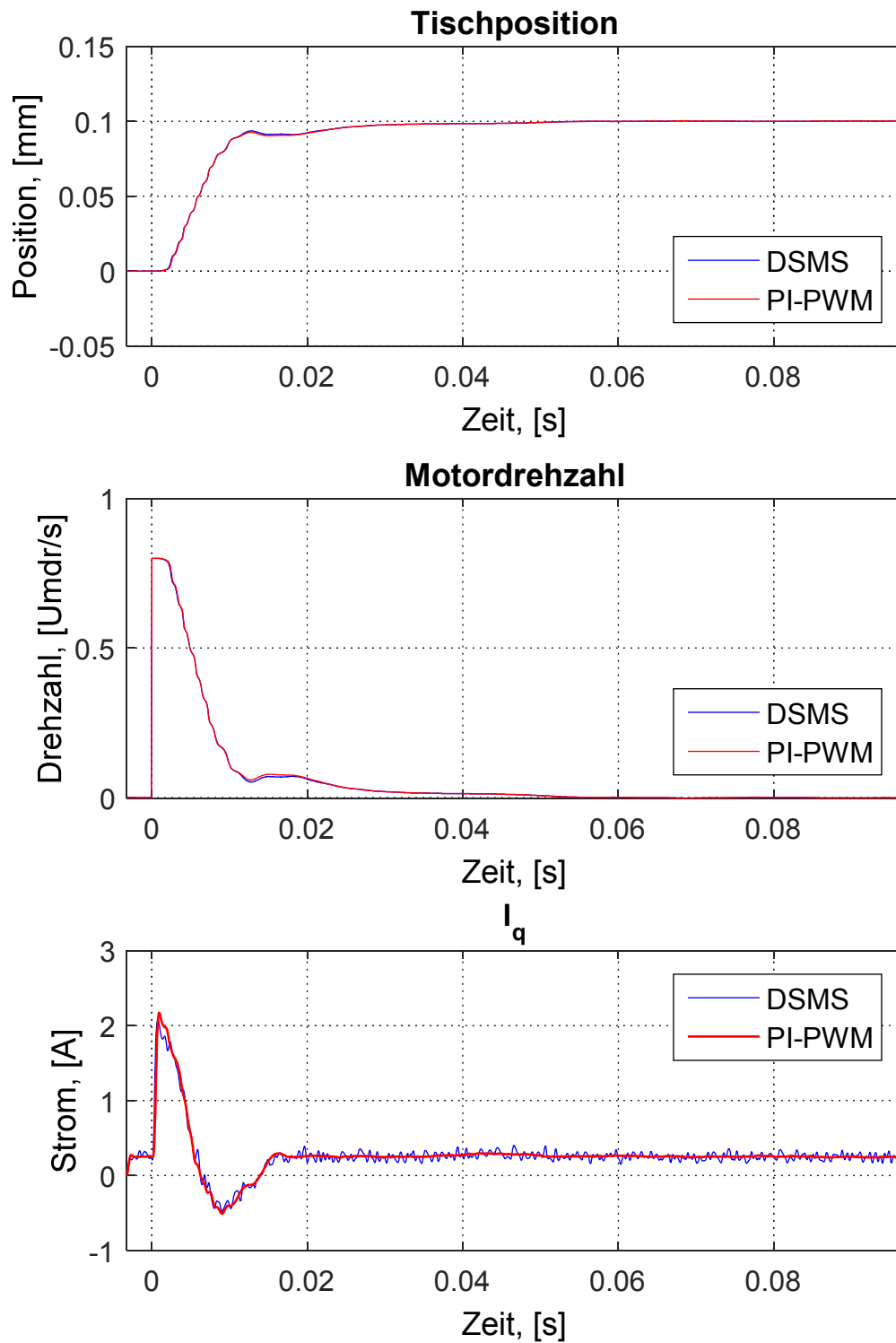


Abbildung 5.11: Sprungantwort der Lageregelung (mit KGT)

Die Positionsregelung unter Anwendung der direkten SM-Stromregelung und unter Anwendung der PI-PWM-Stromregelung zeigen ein vergleichbares dynamisches Verhalten. Dies ist ähnlich wie im Fall der Drehzahlregelung darauf zurückzuführen, dass das Verhalten der Lageregelung in erster Linie durch die Eigenschaften der Mechanik bestimmt wird.

5.2.3.2 Stationärer Fall der Lageregelung

Durch das Halten einer Position unter externer Krafteinwirkung wird ein stationärer Fall der Lageregelung untersucht. Bei diesem Versuch wurde zwischen dem Tisch und dem Endanschlag der Vorschubachse eine Vorrichtung mit Schraubenfedern installiert. Durch die Bewegung des Tisches wurden zunächst die Federn gespannt und dann die Position gehalten. Die Ergebnisse der Messung sind in Abbildung 5.12 zu finden.

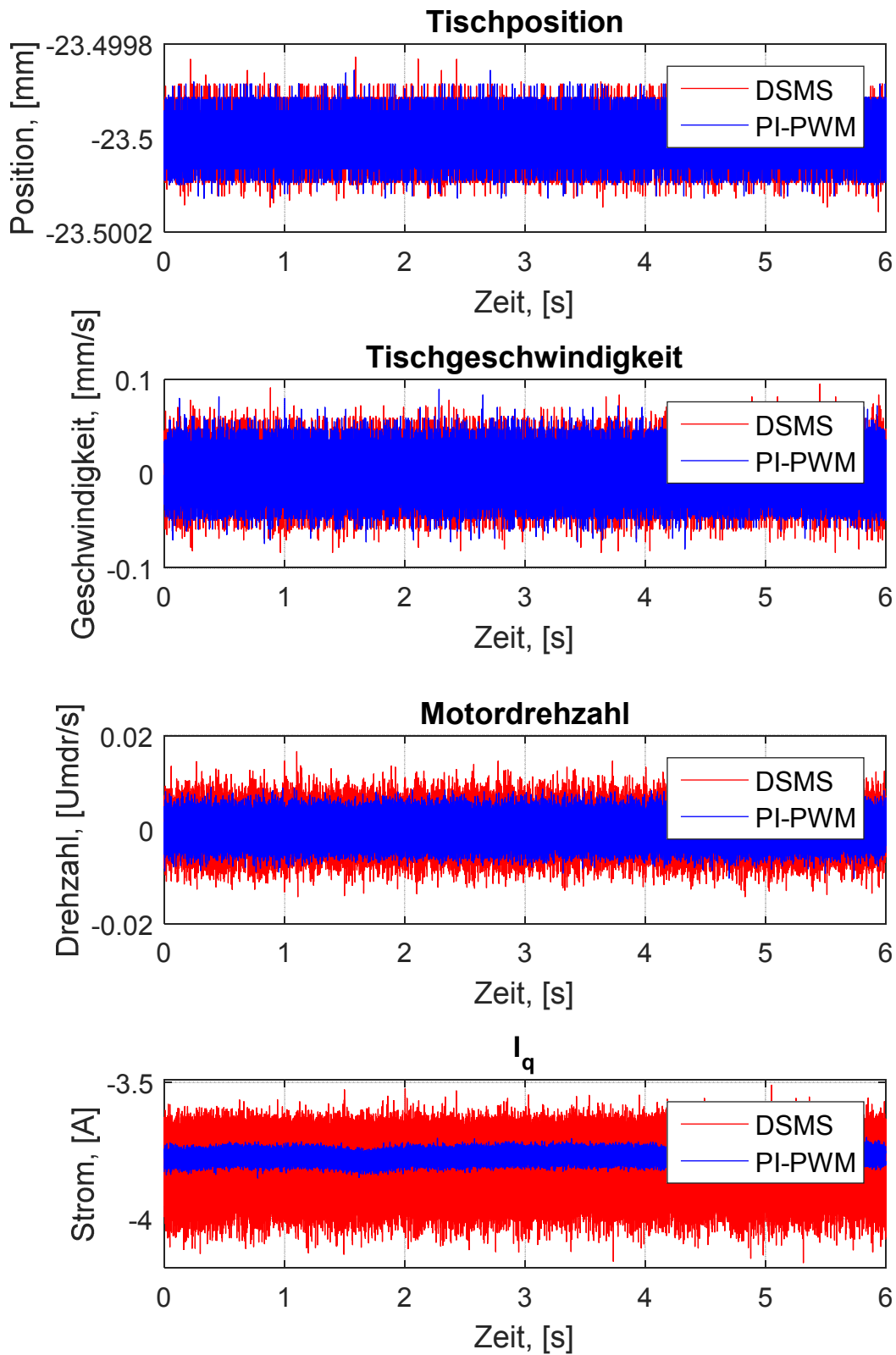


Abbildung 5.12: Lageregelung unter Einfluss externer Axialkraft

Die Ergebnisse zeigen, dass die Genauigkeit der Positionierung unabhängig vom Stromregelverfahren ist. Dies bestätigt die Annahme, dass die Stromrippel keinen nennenswerten Einfluss auf das Verhalten der Positionsregelung haben. Die Sprünge in dem elektrischen Moment werden nicht auf den positionierenden Tisch übertragen, sondern werden durch die Mechanik ausgefiltert. Dabei ist anzumerken, dass der messtechnische Aufbau des Versuchsstands eine relativ hohe Steifigkeit aufweist, was bereits im Kapitel 4 anhand der Abbildung 4.1 gezeigt wurde. Typischerweise besitzen Vorschubantriebe etwas niedrigere Steifigkeiten, wodurch die Auswirkung der Stromrippel auf das Gleichlaufverhalten und die Positioniergenauigkeit noch geringer ausfällt und sicher ignoriert werden kann.

5.2.3.3 Führungsfrequenzgang der Lageregelung

Das Bode-Diagramm in Abbildung 5.13 zeigt den Führungsfrequenzgang der Lageregelung.

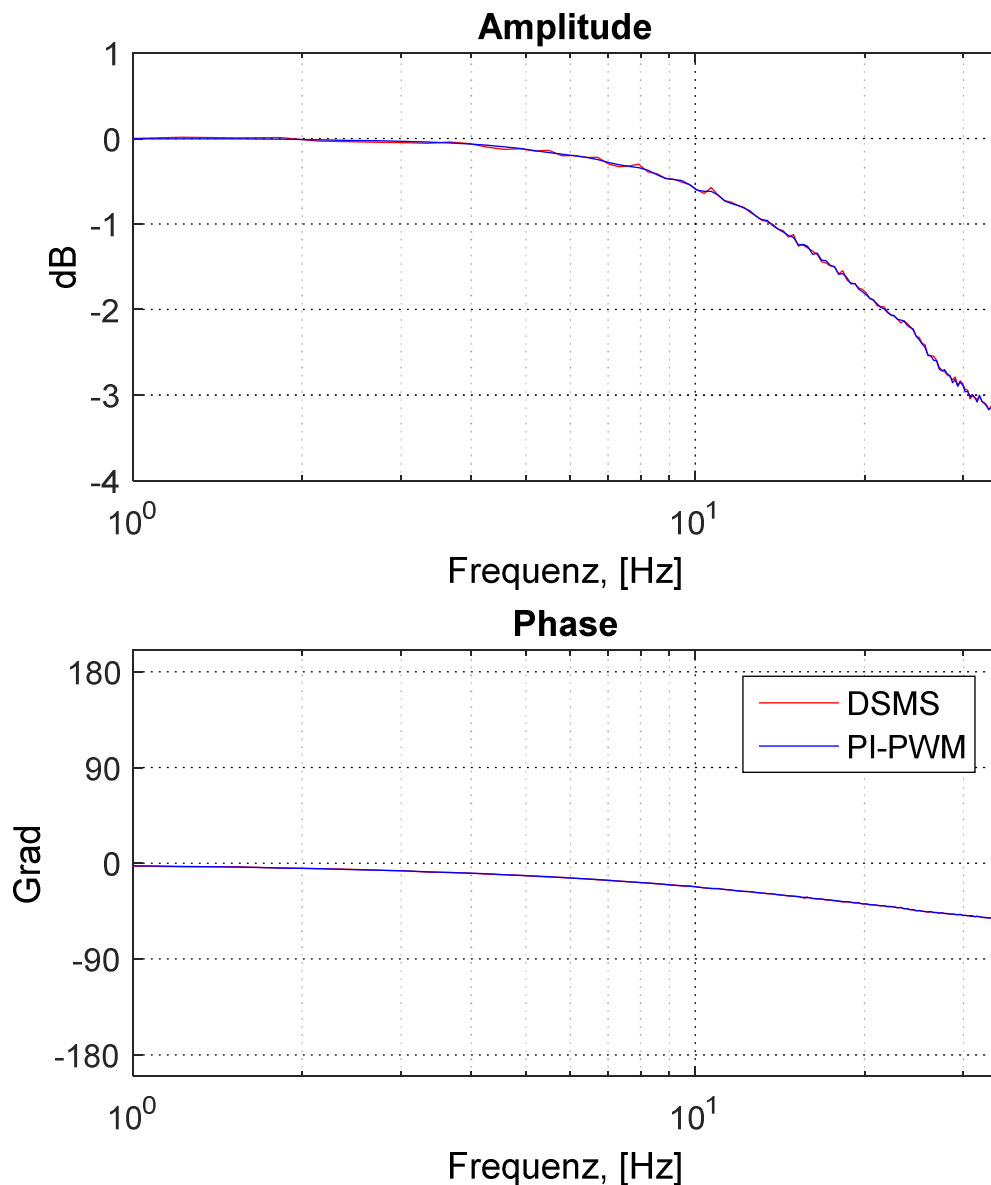


Abbildung 5.13: Führungsfrequenzgang der Lageregelung

Die Lageregelung besitzt unabhängig vom verwendeten Stromregelverfahren vergleichbares Verhalten. Die direkte SM-Stromregelung hat keine negative Auswirkung auf die Qualität der Lageregelung. Der Vorschubantrieb besitzt weiterhin eine hohe Dynamik und weist entsprechend den Kapiteln 5.2.3.1 und 5.2.3.2 hohe Positioniergenauigkeit und gutes Gleichlaufverhalten auf. Auf die weitere wichtige Eigenschaft, die Energieeffizienz, wird im nachfolgenden Kapitel eingegangen.

5.2.4 Leistungsaufnahme

In den vorangegangenen Kapiteln wurden die regelungstechnische Eigenschaften der direkten SM-Stromregelung und deren Einfluss auf die äußere Regelkaskaden untersucht. Im Weiteren wird die Leistungsaufnahme des Vorschubantriebes unter dem Einsatz des neuen Regelverhaltens analysiert. Am Versuchsstand wurde dazu ein Leistungsmessgerät direkt an der Zuleitung des Schaltschranks installiert (Abbildung 5.14). Durch diese Anordnung lässt sich die Leistungsaufnahme des gesamten Vorschubantriebs inklusive Motor und Leistungselektronik erfassen.

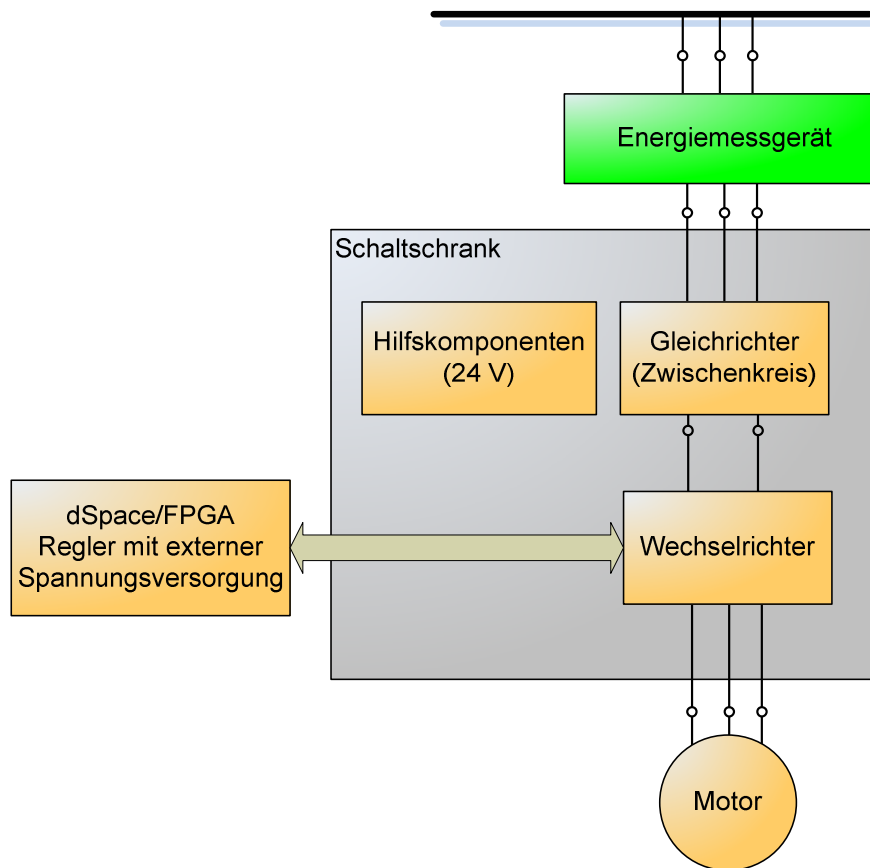
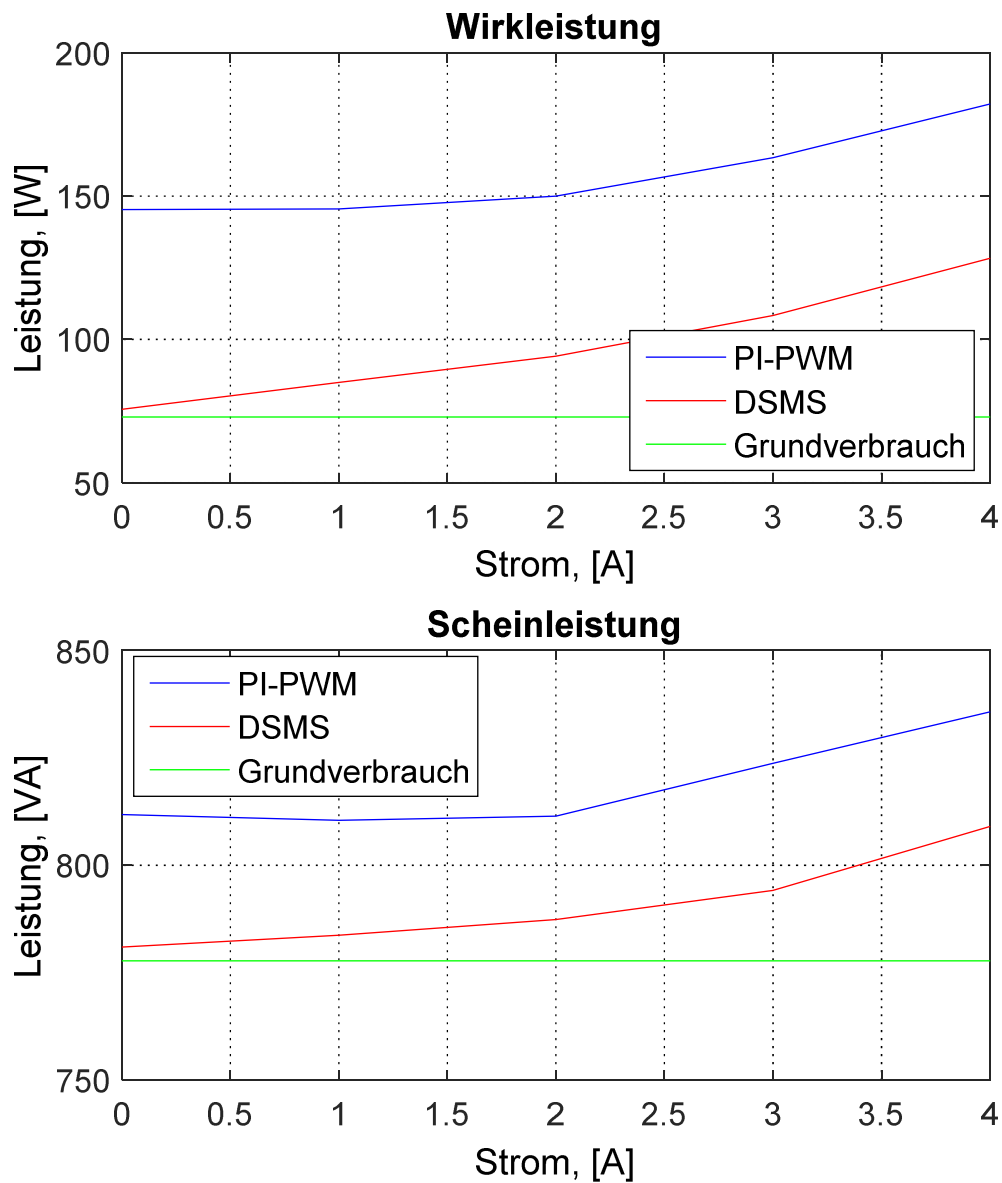


Abbildung 5.14: Hardware-Anordnung bei der Energiemessung

Abbildung 5.15 und Abbildung 5.16 zeigen die Leistungsaufnahme in Abhängigkeit von Strom und Drehzahl.

Abbildung 5.15: Leistungsaufnahme in Abhängigkeit vom Strom, $\omega=0$

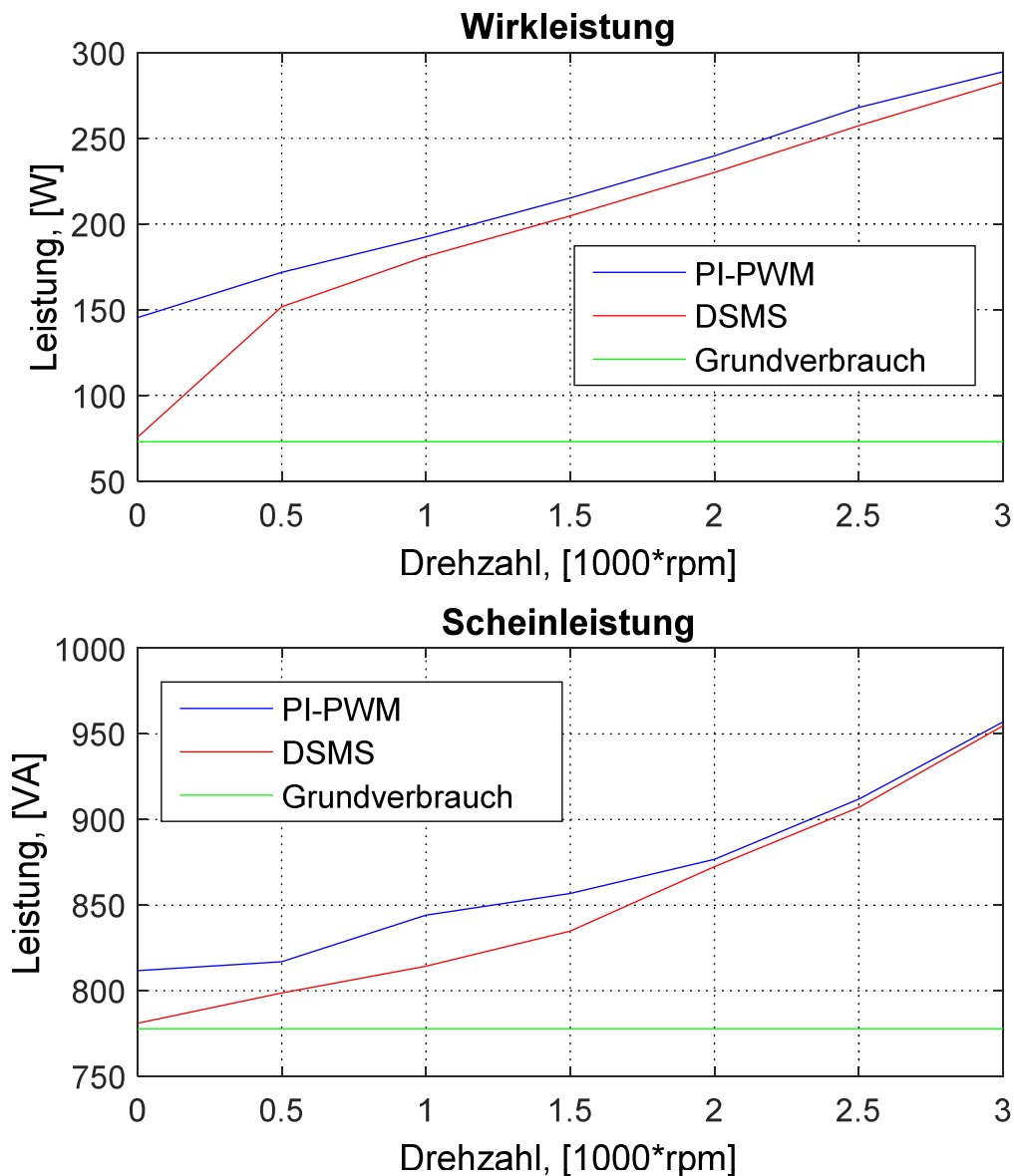


Abbildung 5.16: Leistungsaufnahme im Leerlauf in Abhängigkeit von der Drehzahl

Der dargestellte Grundverbrauch ist die Leistungsaufnahme aller Schaltschrank-Komponenten im Betriebszustand ohne Regelfreigabe. Alle Leistungshalbleiter des Wechselrichters sind sperrend geschaltet. An den Motorklemmen liegt keine Spannung an. Sobald die Regelfreigabe erteilt wird, generiert die PI-PWM-Stromregelung Schaltbefehle und die Leistungshalbleiter werden mit der PWM-Frequenz geschaltet. Somit ist die Verlustleistung ungleich null, selbst wenn die Ist- und Sollströme im zeitlichen Mittel gleich Null sind. Dagegen ist die Schaltfrequenz des direkten SM-

Stromreglers variabel. Wenn Ist- und Sollstrom beide gleich Null sind, werden kaum Schaltbefehle generiert. Dadurch wird die Verlustleistung des Frequenzumrichters auf ein Minimum reduziert. Mit steigendem Sollstrom sowie auch mit der steigenden Drehzahl steigt die Leistungsaufnahme unabhängig von der eingesetzten Stromregelung. Dennoch bleibt die Leistungsaufnahme des direkten SM-Stromreglers im gesamten Bereich niedriger als bei PI-PWM-Stromregelung.

Die Messungen zeigen, dass die direkte Sliding-Mode-Regelung besonders im Bereich kleiner Sollwerte energieeffizienter ist. Dies ist bei den Systemen mit entsprechenden Betriebszuständen interessant. Bei Werkzeugmaschinen treten oft Betriebszustände auf, bei denen eine oder mehrere Vorschubachsen an der Bewegungserzeugung nicht beteiligt sind. Dennoch dürfen sie nicht ausgeschaltet werden – zum einen um ununterbrochene Fortführung des NC-Programms zu garantieren, zum anderen um auf eventuell einwirkende Störkräfte schnellstmöglich reagieren zu können. Solche Betriebszustände beinhalten großes Potenzial zur Reduzierung der Verlustleistung der durch den Einsatz von direkter Sliding-Mode-Stromregelung erreicht werden kann.

Nachfolgende Messungen präsentieren die Leistungsaufnahme in weiteren charakteristischen Betriebszuständen: Abbildung 5.17 zeigt einen Betrieb mit maximaler Drehzahl und halbem Nennstrom, das Positionieren unter Last wird in Abbildung 5.18 dargestellt, ein Mischbetrieb, bei dem die Vorschubachse zwischen zwei Endlagen in möglichst kurzer Zeit hin und her verfährt ist in Abbildung 5.19 dargestellt. In jedem dieser Betriebszustände ist die Leistungsaufnahme unterschiedlich. Dennoch ist die Leistungsaufnahme des Vorschubantriebs mit der direkten SM-Stromregelung stets niedriger als bei PI-PWM-Stromregelung.

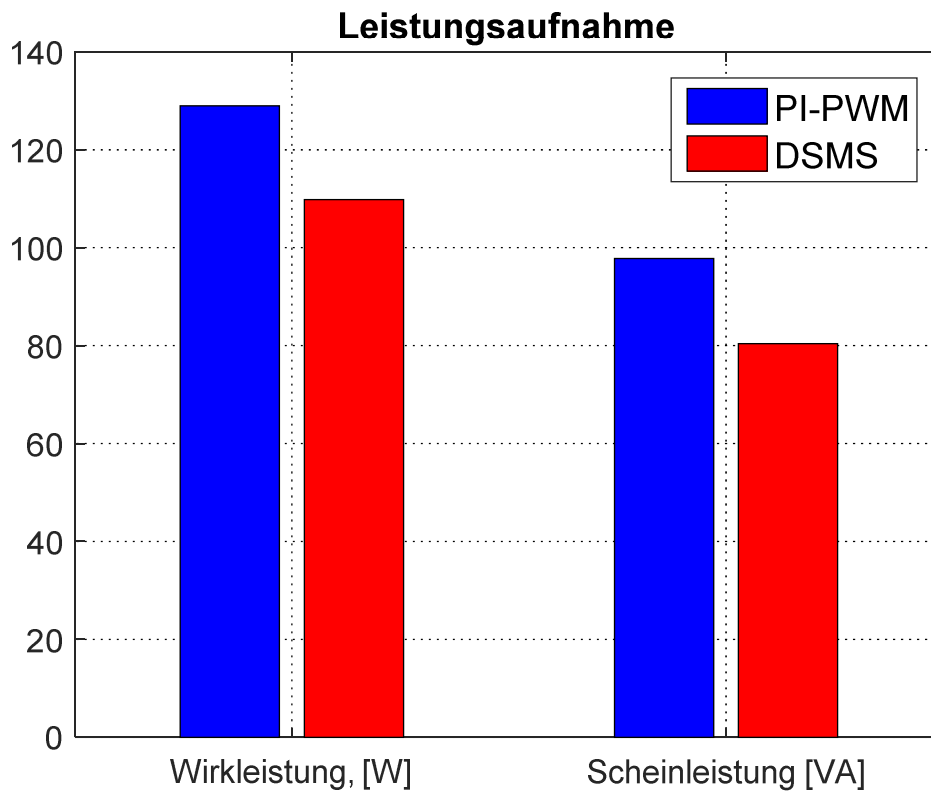


Abbildung 5.17: Leistungsaufnahme: Maximale Drehzahl, halber Nennstrom

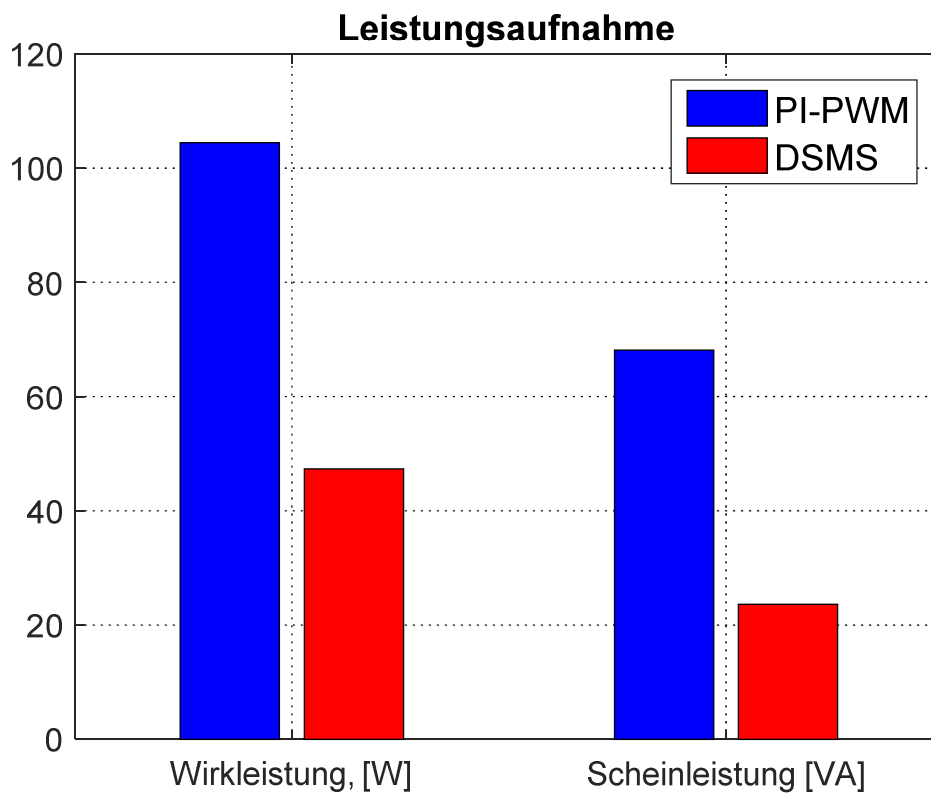


Abbildung 5.18: Leistungsaufnahme: Positionierung unter Last

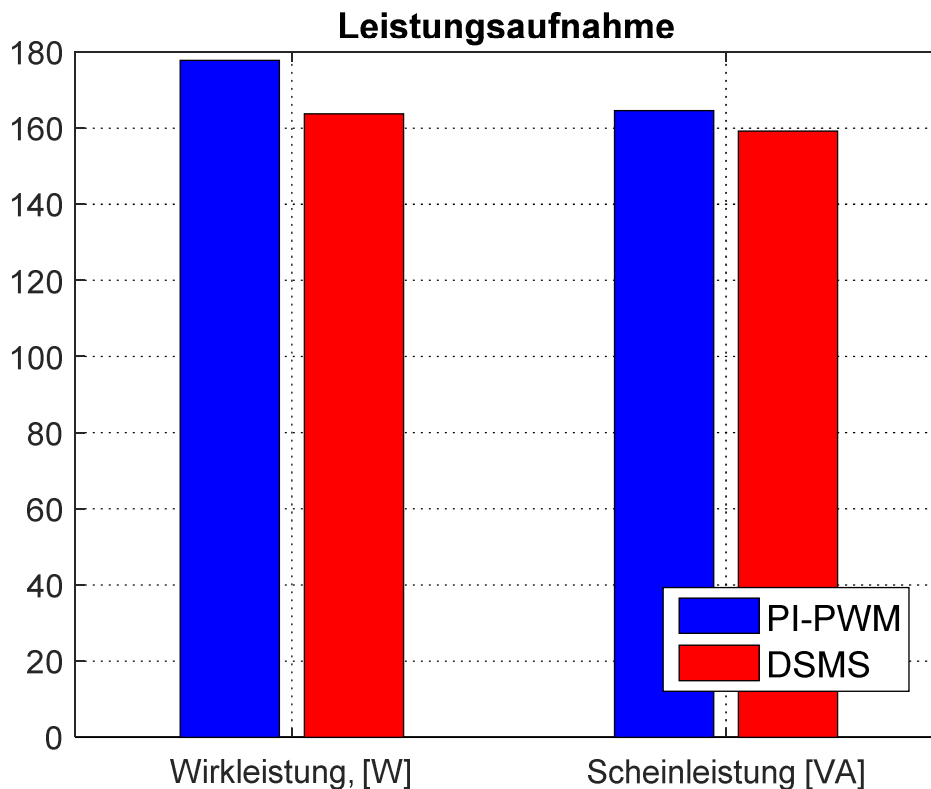


Abbildung 5.19: Leistungsaufnahme: Mischbetrieb

Wie die Messergebnisse zeigen, hängt die Reduzierung der Leistungsaufnahme stark mit der Betriebsart des Vorschubantriebs zusammen. In stationären Zuständen ist die Energieersparnis am größten. In den dynamischen Phasen ist die Ersparnis kleiner aber dennoch vorhanden. Auf Basis der durchgeführten Untersuchungen an dem Versuchsstand kann gesagt werden, dass je nach Betriebsart mehr als 15% Energieersparnis durch den Einsatz der direkten SM-Stromregelung erzielt werden kann.

5.3 Zusammenfassung der messtechnischen Untersuchungen

Die durchgeführten Versuche zeigen, dass die direkte Sliding-Mode-Stromregelung an industriellen Vorschubachsen mit Erfolg eingesetzt werden kann. Hierbei ist anzumerken, dass dazu keine Modifikation der mechanischen Komponenten oder Leistungselektronik notwendig ist. Die äußeren Regelkaskaden können dabei unverändert bleiben. Dies ist besonders wichtig im Fall eines verteilten Aufbaus der Kaskadenregelung, bei dem die Lageregelung oder auch die Drehzahlregelung nicht im Antriebsregler sondern auf der übergeordneten Steuerung implementiert werden.

Die theoretischen Überlegungen und die Simulationsergebnisse wurden in diesem Kapitel experimentell belegt. Die direkte SM-Stromregelung zeigt eine besonders hohe Dynamik. Dem gegenüber stehen höheren Stromrippel, deren Frequenz jedoch um ein Vielfaches höher ist, als die Eigenfrequenzen der Mechanik des Vorschubantriebs. Besonders hervorzuheben sind auch die durchgeführten Messungen der Leistungsaufnahme. Sie zeigen das Potenzial der direkten SM-Stromregelung hinsichtlich reduzierter Verlustleistung und liefern Hinweise auf vielversprechende Einsatzgebiete im industriellen Umfang.

In der Tabelle 14 werden Vor- und Nachteile der direkten SM-Stromregelung im qualitativen Vergleich mit dem Stand der Technik nochmals zusammengefasst.

Tabelle 14: Qualitativer Vergleich zwischen dem Stand der Technik und der direkten SM-Stromregelung

Direkte SM-Stromregelung	PI-PWM-Stromregelung
Nachteile <ul style="list-style-type: none">• Höhere Stromschwankungen• Setzt schnelle Strommessung voraus• Dynamische Parametrierung	Nachteile <ul style="list-style-type: none">• Höhere Verlustleistung• Niedrigere Dynamik
Vorteile <ul style="list-style-type: none">• Höhere Bandbreite• Niedrige Leistungsaufnahme	Vorteile <ul style="list-style-type: none">• Einfache Parametrierung• Kleinere Stromschwankungen

6 Zusammenfassung und Ausblick

6.1 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde eine neuartige Stromregelung für Vorschubantriebe in Werkzeugmaschinen beschrieben. Für eine ausführliche Zusammenfassung der Arbeit in englischer Sprache wird auf [Laptev et. all 2015] verwiesen.

Die Analyse des Standes der Technik und der Forschung begründet die Notwendigkeit dieser Arbeit. Dabei wurde gezeigt, dass die zurzeit standardmäßig eingesetzte PI-PWM-Stromregelung spezifische Nachteile aufweist. Die aus der Forschung bekannten alternativen Stromregelverfahren wurden analysiert und in Bezug auf Anwendbarkeit auf Vorschubantriebe bewertet. Ausgehend von den Defiziten bestehender Verfahren wurde als Ziel der Arbeit der Entwurf einer direkten Stromregelung auf SMC-Basis formuliert.

Der Reglerentwurf samt Beweis der Stabilität wurde anhand der Ljapunov-Theorie durchgeführt. Dabei wurde ein Regelgesetz entworfen, nach dem der Regler sowohl in phasenorientierten als auch in feldorientierten Koordinaten agiert, wodurch die Nachteile bekannter Verfahren vermieden wurden. Um eine praktische Realisierung der neuen Stromregelung zu ermöglichen wurde das entworfene Regelgesetz mittels Hysteresegliedern umgesetzt.

Im weiteren Verlauf wurde das Regelverhalten analytisch betrachtet und ein Vorgehen zur Reglerparametrierung vorgeschlagen. Weiterhin wurden die Eigenschaften der neuen Stromregelung sowie deren Einfluss auf die äußeren Regelkaskaden mittels Simulation untersucht und mit dem Stand der Technik verglichen. Die Simulationsergebnisse zeigten überlegene dynamische Eigenschaften der direkten Sliding-Mode-Stromregelung. Des Weiteren wurde die hohe Robustheit der Regelung und das Potenzial zu Energieeinsparung simulativ nachgewiesen.

Abschließend wurden die erzielten Ergebnisse inklusive Energiemessungen an einem Versuchsstand mit Kugelgewindetrieb erfolgreich verifiziert. Dabei wurde der erwar-

tete Nutzen vom Einsatz der direkten Sliding-Mode-Stromregelung auf Vorschubantrieben experimentell bewiesen. Insbesondere der niedrige Energiebedarf der entwickelten Stromregelung erwies sich als äußerst attraktiv für den Bereich der Werkzeugmaschinen.

6.2 Ausblick

Die erzielten Ergebnisse zeigen das Potenzial der neuartigen Stromregelung im Bereich der Werkzeugmaschinen auf. Es ist naheliegend, dass das beschriebene Verfahren auch in anderen Bereichen der Technik eingesetzt werden kann, beispielsweise im Automotiv-Bereich. Hybridantriebe und vollelektrische Fahrzeuge eignen sich besonders gut zum Einsatz der direkten SM-Stromregelung. Die Leistungsklassen der Leistungselektronik und die dort eingesetzten Halbleiter sind vergleichbar mit denen von Werkzeugmaschinen. Dabei hat die Verlustleistung bei mobilen Anwendungen einen deutlich höheren Stellenwert. Zum Einsatz der direkten SM-Stromregelung in diesem Bereich bedarf es jedoch noch weitere Untersuchungen. Die wesentlichen Gründe dafür sind die Unterschiede in Motoren, Mechanik und Messtechnik sowie die abweichenden Betriebszustände und Anforderungen an die übergeordnete Regelung.

Ein weiteres mögliches Einsatzgebiet der direkten Sliding-Mode-Stromregelung sind Motoren höherer Leistungsklassen, zum Beispiel in Triebfahrzeugen. Durch die allgemein hohe Energieaufnahme sind die Einsparpotenziale ebenso hoch. Dennoch, aus denselben Gründen wie zuvor bedarf es auch in diesem Bereich weiterer Untersuchungen.

7 Literatur

- Ambrožič et al. 2003** Ambrožič, Vanja, Fišer, Rastko, Nedeljković, David, 2003. Direct current control – a new current regulation principle. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* **18** (1), S. 495-503. DOI: 10.1109/TPEL.2002.807161
- Bardakcioglu et al. 2010** Bardakcioglu, Antoni, Hafla, Alexander, Laptev, Igor, Verl, Alexander, 2010. Offene Steuerungs- und Antriebsplattform für Werkzeugmaschinen und Prozesse. In: Brecher, Christian (Hrsg.): *Hybride Technologien in der Produktion*. Fortschrittberichte VDI, Reihe 2, Nr. 675, S. 94-115, Düsseldorf: VDI-Verlag. ISBN 9783183675029
- Baudon et al. 1992** Baudon, Yves, Jouve, Dominique, Ferrieux, Jean-Paul, 1992. Current Control of Permanent Magnet Synchronous Machines. Experimental and Simulation Study. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* **7** (3), S. 560-567. DOI: 10.1109/63.145144
- Bernet 2012** Bernet, Steffen, 2012. *Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis: Funktion, Modulation und Regelung*. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag. ISBN 978-3-540-23656-6
- Blake et al. 2015** Blake, Carl, Bull, Chris, 2015. *IGBT or MOSFET: Choose Wisely*. Whitepaper, International Rectifier, zuletzt geprüft am 15. Februar 2016. Verfügbar: <http://www.irf.com/technical-info/whitepaper/choosewisely.pdf>
- Böcker et al. 2009** Böcker, Joachim, Beineke, Stephan, Bähr, Alexander, 2009. On the Control Bandwidth of Servo Drives. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications*. S. 1-10. ISBN: 9789075815009
- Brandtstädter 2009** Brandtstädter, Heide, 2009. *Sliding mode control of electromechanical systems*, TU München, Diss., 2009.

- Brecher et al. 2010** Brecher, Christian, Herfs, Werner, Heyers, Christian, Klein, Wieland, Triebes, Johannes, Beck, Eberhard, Dorn, Thomas, 2010.
Ressourceneffizienz von Werkzeugmaschinen im Fokus der Forschung. In: *wt Werkstattstechnik online* **100** (7/8), S. 559-564.
- Chen et al. 2007** Chen, Xiyu, Xu, , Liu, Zhang, Jianqiu, 2007.
A Novel Inverter-Output Passive Filter for Reducing Both Differential and Common-Mode dv/dt at the Motor Terminals in PWM Drive Systems. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **54** (1), S. 419-426.
DOI: 10.1109/TIE.2006.885517
- Chen et al. 2010** Chang, S.-H., Chen, P.-Y., Ting, Y.-H., Hung, S.-W. 2010.
Robust current control-based sliding mode control with simple uncertainties estimation in permanent magnet synchronous motor drive systems. In: *Electric Power Applications* **4** (6), S. 441-450.
DOI: 10.1049/iet-epa.2009.0146
- Cortés et. all 2008** Cortés, Patricio, Kazmierkowski, Marian, Kennel, Ralph, Quevedo, Daniel, Rodríguez, Jose, 2008.
Predictive Control in Power Electronics and Drives. In: *IEEE Transactions On Industrial Electronics* **55** (12), S. 4312-4324.
DOI: 10.1109/TIE.2008.2007480
- Depenbrock 1988** Depenbrock, Manfred, 1988.
Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* **3** (4), S. 420-429.
DOI: 10.1109/63.17963
- Dodds 2008** Dodds, Stephen J., 2008.
Sliding mode vector control of PMSM drives with minimum energy position following. In: *13th Power Electronics and Motion Control Conference*, S. 2559-2566.
DOI: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635648

- Geyer 2009** Geyer, Tobias, 2009.
Generalized Model Predictive Direct Torque Control: Long prediction horizons and minimization of switching losses. In: *Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control*, S. 6799-6804.
DOI: 10.1109/CDC.2009.5399829
- Geyer 2012** Geyer, Tobias, 2012.
Model predictive direct current control: Formulation of the stator current bounds and the concept of the switching horizon. In: *IEEE Industry Applications Magazine* **18** (2), S. 47-59.
DOI: 10.1109/MIAS.2011.2175518
- Guo et. all 2009** Guo, Yi, Xianbing, Chang, Chen, C. L. Philip 2009.
DTC-SVM-based Matrix Converter for a PMSM in a Vessel Electric Propulsion System. In: *Proceedings of the IEEE Control and Decision Conference and Chinese Control Conference*, S. 3397-3401.
DOI: 10.1109/CCDC.2009.5191899
- Hebisch 1995** Hebisch, H., 1995.
Grundlagen der Sliding-Mode-Regelung. Forschungsbericht Nr.15/95. Institut für Regelungstechnik der Universität Duisburg, zuletzt geprüft am 15. Februar 2016. Verfügbar: https://www.uni-due.de/imperia/md/content/srs/forschung/msrt_paper/1995/fb15_95.pdf
- Holtz et al. 1983** Holtz, Joachim, Stadtfeld, S. 1983.
A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source. In: *Proceedings of the IEEE International Power Electronics Conference* **2**, S. 1665-1675.
- Holtz et al. 2003** Holtz, Joachim, Beyer, Bernd, 2003.
Optimal pulse width modulation for AC servos and low-cost industrial drives. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* **30** (4), S. 1039-1047.
DOI: 10.1109/28.297921

- Hu et al. 2010** Hu, Zhou, Jianguo, Yang, 2010.
A Robust Current-Loop Controller for PMSMs' Field Oriented Control Scheme. In: *Second International Conference on Computer Modeling and Simulation* **3**, S. 238-243.
DOI: 10.1109/ICCMS.2010.421
- Jiang et al. 2012** Jiang, D., Wang, F. 2012.
Variable switching frequency PWM for three-phase converter for loss and EMI improvement. In: *Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, S. 1576-1583.
DOI: 10.1109/APEC.2012.6166030
- Jiang et al. 2013** Jiang, Dong, Wang, Fei, 2013.
Variable Switching Frequency PWM for Three-phase Converters Based on Current Ripple Prediction. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* **28** (11), S. 4951-4961.
DOI: 10.1109/TPEL.2013.2240701
- Jilong et al. 2008** Jilong, Qi, Yantao, Tian, Yimin, Gong Cheng, Zhu, 2008.
A sensorless initial rotor position estimation scheme and an Extended Kalman Filter observer for the direct torque controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. In: *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems*, S. 3945-3950.
ISBN: 978-1-4244-3826-6
- Kaźmierkowski et al. 1998** Kaźmierkowski, Marian, Malesani, Luigi, 1998.
Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **45** (5), S. 691-703.
DOI: 10.1109/41.720325
- Kaźmierkowski et al. 1991** Kaźmierkowski, Marian, Dzieaniakowski, Maciej, Sulkowski, Waldemar, 1991.
Novel Space Vector Based Current Controllers for PWM-Inverters. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* **6** (1), S. 158-166.
DOI: 10.1109/63.65014

- Kirlin et al. 2011** Kirlin Lynn, Lascu Cristian, Trzynadlowski Andrzej, 2011. Shaping the Noise Spectrum in Power Electronic Converters. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **58** (7), S. 2780-2788.
DOI: 10.1109/TIE.2010.2076417
- Kutkut 2015** Kutkut, Nasser, 2015. *MOSFETs vs IGBTs: Which is better?* PowerDesigners Applicatin Note 10, zuletzt geprüft am 15. Februar 2015. Verfügbar: [www.powerdesignersusa.com/pdf/MOSFETs vs IGBTs - Which is Better.pdf](http://www.powerdesignersusa.com/pdf/MOSFETs%20vs%20IGBTs%20-%20Which%20is%20Better.pdf)
- Laptev et al. 2009** Laptev Igor, Bardakcioglu Antoni, Verl, Alexander, 2009. Antriebsnahe Signalverarbeitungsalgorithmen auf der Offenen Antriebsreglerplattform. In: *wt Werkstattstechnik online* **99** (7/8), S. 487-491.
- Laptev et al. 2015** Laptev, Igor, Zahn, Peter, Pritschow, Günther, 2015. Direct sliding mode current control of feed drives. In: *CIRP Annals – Manufacturing Technology* **64** (1), S. 373-376.
DOI: 10.1016/j.cirp.2015.04.093
- Luukko et al. 2007** Luukko, Julius, Niemela, Markku, Pyrhonen, Juha, 2007. Estimation of Rotor and Load Angle of Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Machine Drive. In: *IET Electronics Power Applications* **1** (3), S. 209-306.
DOI: 10.1049/iet-epa:20060301
- Lindner 2006** Lindner, Arne, 2006. *Modellbasierte Prädiktivregelung in der Antriebstechnik*, Berlin: Logos Verlag, Bergischer Universität Wuppertal, Diss., 2006 ISBN 978-3-8325-1164-7
- Ling et al. 2006** Ling K.V., Yue S.P., Maciejowski J.M. 2006. A FPGA Implementation of Model Predictive Control. In: *American Control Conference 2006*.
DOI: 10.1109/ACC.2006.1656502
- Martinez et al. 2010** Martinez, Juan C. Ramirez, Kennel, Ralph, Geyer, Tobias, 2010. Model predictive direct current control. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology*, S. 1808-1813.
DOI: 10.1109/ICIT.2010.5472514

- Meyer et al.
2007** Meyer, Michael, Grote, Tobias, Bocker, Joachim, 2007.
Direct Torque Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with Respect to Optimal Efficiency. In: *European Conference on Power Electronics and Applications*, S. 1-9.
DOI: 10.1109/EPE.2007.4417370
- Müller et al.
2001** Müller S., Kirchberger Roland, 2001.
Schnelle Stromregelung mittels programmierbarer Logik (FPGA). In: *Lageregelseminar, ISW*, Stuttgart, 2001.
- Nalepa et al.
2008** Nalepa, Radoslaw, Noll, Andreas, Beineke, Stephan, Bähr, Alexander, 2008.
Effect of Stator Resistance and Nonlinear Inductance on Field Weakening Operation of a Non-Salient Pole PMSM. In: *Tagungsband SPS IPC DRIVES 2008: elektrische Automatisierung, Systeme und Komponenten*.
ISBN 978-3-8007-3128-2
- Naouar et al.
2009** Naouar, Mohamed-Wissem, Naassani, Ammar, Monmasson, Eric, Slama-Belkhodja, Ilhem, 2009.
FPGA Design for Direct Sliding Mode Current Control of a Synchronous Machine. In: *Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, S. 204-209.
DOI: 10.1109/APEC.2009.4802656
- Nemec et al.
2008** Nemec, Mitja, Nedeljković, David, Drobnič, Klemen, Ambrožič, Vanja, 2008.
Direct Current Control of a Multi-Pole Synchronous Machine. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, S. 515-519.
DOI: 10.1109/ISIE.2008.4676902
- Nemec et al.
2009** Nemec, Mitja, Drobnič, Klemen, Nedeljković, David, Ambrožič, Vanja, 2009.
Direct Current Control of a Synchronous Machine in Field Coordinates. In: *IEEE Transactions On Industrial Electronics* **56** (10), S. 4052-4061.
DOI: 10.1109/TIE.2009.2028354

- Nishijima et al. 1998** Nishijima, Tetsuya, Tanaka, Masatsugu, Imayanagita, Akio, Chen, Yi-Feng, Fujikawa, Kiyoshi, Kobayashi, Hirokazu, 1998. Direct Instantaneous Harmonic Distortion minimization Control for Three Phase Sinusoidal Current Converter. In: *29th Power Electronics Specialists Conference 1*, S. 510-516.
DOI: 10.1109/PESC.1998.701946
- NN 2000** ABB Automation Group Ltd, 2000.
Technische Anleitung Nr. 1 – DTC Direkte Drehmomentregelung, 2000.
Document No. 3BFE 64314670 R0103
- NN 2005** Siemens AG, 2000
1FK7 Synchronous Motors Configuration Manual (PFK7), Edition 10, 2005.
Document No. 6SN1197-0AD06-0BP1
- NN 2006** Bosch Rexroth AG, 2006.
Rexroth IndraDyn S MSK Synchronous Motors, Project Planning Manual, Edition 05, 2006.
Document No. R911296289
- NN 2008** Siemens AG 2008.
SIMODRIVE 611 digital, Umrichter Projektierungshandbuch.
Erlangen, Firmenschrift Ausgabe 05/2008.
- NN 2014** Beckhoff Automation GmbH, 2014.
Hochleistungs-Multiachs-Servosystem AX8000.
Presseinformation.
Document No. PR292014, 2014
- Ong 1997** Ong, Chee-Mun, 1997.
Dynamic Simulations of Electric Machinery: Using MATLAB/Simulink. Prentice Hall.
ISBN: 978-0137237852
- Ozcira et al. 2011** Ozcira, Selin, Bekiroglu, Nur, 2011.
Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors. In: Lamchich, Moulay Tahar (Hrsg.): *Torque Control*. S. 129-154, Rijeka: InTech Verlag.
ISBN: 978-953-307-428-3

- Pan et al. 1994** Pan, Ching-Tsai, Chang, Ting-Yu, 1994.
An Improved Hysteresis Current Controller for Reducing Switching Frequency. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* **9** (1), S. 97-104.
DOI: 10.1109/63.285499
- Perruquetti et al. 2002** Perruquetti, Wilfrid, Barbot, Jean-Pierre, 2002.
Sliding mode control in engineering, New York: CRC Press.
ISBN 9780824706715
- Preindl et al. 2010** Preindl, Matthias, Scholtz, Erik, Thøgersen, Paul, 2010.
Switching Frequency Reduction Using Model Predictive Direct Current Control for High-Power Voltage Source Inverters. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **58** (7), S. 2826-2835.
DOI: 10.1109/TIE.2010.2072894
- Pritschow 2006** Pritschow, Günther, 2006.
Einführung in die Steuerungstechnik, München: Carl Hanser Verlag.
ISBN: 9783446214224
- Reichhartinger et al. 2012** Reichhartinger, Markus, Horn, Martin, 2012.
Cascaded sliding-mode control of permanent magnet synchronous motors. In: *12th International Workshop on Variable Structure Systems*, S. 173-177.
DOI: 10.1109/VSS.2012.6163497
- Šabanovic et al. 1981** Šabanovic, Asif, Izosimov, Dmitrij, 1981.
Application of Sliding Modes to Induction Motor Control. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* **17** (1), S. 41-49.
DOI: 10.1109/TIA.1981.4503896
- Šabanovic 2011** Šabanovic, Asif, 2011.
Variable Structure Systems with Sliding Modes in Motion Control - A Survey. In: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* **7** (2), S. 212-223.
DOI: 10.1109/TII.2011.2123907

- Šabanovic-Behlilovic et al. 2009** Šabanovic-Behlilovic, Nadira, Šabanovic, Asif, Ninomiya, Tamotsu, 2009.
PWM in three-phase switching converters-sliding mode solution. In: *25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference* **1**, S. 560-565.
DOI: 10.1109/PESC.1994.349681
- Schröder 2013** Schröder, Dierk, 2013.
Elektrische Antriebe – Grundlagen. 5. Auflage, Berlin Heidelberg: Springer-Verlag.
ISBN: 978-3-642-30471-2
- Schröder 2015** Schröder, Dierk, 2015.
Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen, 3. Auflage, Berlin Heidelberg: Springer-Verlag.
ISBN: 978-3-642-30096-7
- Sheng et al. 2007** Sheng, Zhao, Xiafu, Peng, 2007.
A Modified Direct Torque Control Using Space Vector Modulation (DTC-SVM) for Surface Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) with Modified 4-order Sliding Mode Observer. In: *International Conference on Mechatronics and Automation*, S. 1207-1212.
DOI: 10.1109/ICMA.2007.4303720
- Slatter 2013** Slatter, Rolf, 2013.
High Bandwidth Magnetoresistive Current Sensors Open up New Possibilities in Power Electronics. In: *Bodo's Power Systems*, S. 38-41, Juli 2013.
- Steinicke 2012** Steinicke, Nicole, 2012.
Entwicklungen mit Potenzial. Wegweisende Sensorlösungen für Weg, Winkel, Position, Strom und Magnetfeld. In: *Industrielle Automation* **3**, S. 20-22.
- Swierczynski et al. 2002** Swierczynski, Dariusz, Kazmierkowski, Marian, Blaabjerg, Frede, 2002.
DSP Based Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM). In: *Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics* **3**, S. 723-727.
DOI: 10.1109/ISIE.2002.1025821

- Swierczynski et al. 2008** Swierczynski, Dariusz, Wojcik, Pavel, Kazmierkowski, Marian, Janaszek, Michal, 2008.
Direct Torque Controlled PWM Inverter Fed PMSM Drive for Public Transport. In: *Proceedings on IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, S. 716-720.
DOI: 10.1109/AMC.2008.4516155
- Takahashi et al. 1986** Takahashi, Isao, Noguchia, Toshihiko, 1986.
New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. In: *Transactions on Industry Applications* **22** (5), S. 820-827.
DOI: 10.1109/TIA.1986.4504799
- Trzynadlowski et al. 1994** Trzynadlowski, Andrzej, Wang, Zhiqiang, Nagashima, James, Stancu, Costin, Zelechowski, Marcin, 1994.
Comparative investigation of PWM techniques for a new drive for electric vehicles. In: *Transactions on Industrial Electronics* **39** (5), S. 1396- 1403.
DOI: 10.1109/TIA.2003.816555
- Trzynadlowski et al. 1997** Trzynadlowski, Andrzej, Kirlin, Lynn, Legowski Stanislaw, 1997.
Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate for VSI. In: *Transactions on Industrial Electronics* **44** (2), S. 173-181.
DOI: 10.1109/41.564155
- Trzynadlowski et al. 2005** Trzynadlowski, Andrzej, Borisov, Konstantin, Li, Yuan, Qin, Ling, 2005.
A novel random PWM technique with low computational overhead and constant sampling frequency for high-volume, low-cost applications. In: *Transactions on Power Electronics* **20** (1), S. 116-122.
DOI: 10.1109/TPEL.2004.839824
- Utkin 1993** Utkin, Vadim, 1993.
Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drive. In: *Transactions on Industrial Electronics* **40** (1), S. 23-36.
DOI: 10.1109/41.184818

- Utkin et al. 1999** Utkin, Vadim, Guldner, Jürgen, Shi, Jingxin, 1999.
Sliding Mode Control in Electromechanical Systems.
Philadelphia: Taylor & Francis Verlag.
ISBN: 0-7484-0116-4
- Vargas-Merino et al. 2009** Vargas-Merino, Francisco, Meco-Gutierrez, Mario, Heredia-Larrubia, Juan, Ruiz-Gonzalez, Antonio, 2009.
Low Switching PWM Strategy Using a Carrier Wave Regulated by the Slope of a Trapezoidal Modulator Wave. In: *Transactions on Industrial Electronics* **56** (6), S. 2270-2274.
DOI: 10.1109/TIE.2009.2014901
- Vyncke et al. 2006** Vyncke, Thomas, Boel, Rene, Melkebeek, Jan, 2006.
Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors – An Overview. In: *3rd IEEE Benelux Young Researchers Symposium In Electrical Power Engineering*, Ghent, 2006
- Wang et al. 2011** Wang, Yingnan, Schäfer Uwe, 2011.
Design of High Speed Sampling System for a FPGA-based PMSM DTC Drive System. In: *Proceedings of 46th International Universities' Power Engineering Conference*, S. 1-6.
ISBN: 978-3-8007-3402-3
- Wei et al. 2007** Wei Lixiang, Lukaszewski, Richard, 2007.
US 7190143 B2.
Pulse Width Modulation (PWM) Rectifier with Variable Switching Frequency.
Rockwell Automation Technologies, Inc.
- Wei et al. 2009** Wei, Lixiang, McGuire, Jeffrey, Lukaszewski, Richard, 2009.
Analysis of PWM Frequency Control to Improve the Lifetime of PWM Inverter. In: *Transactions on Industry Applications* **47** (2), S. 922-929.
DOI: 10.1109/TIA.2010.2103391
- Weidauer 2008** Weidauer, Jens, 2008
Elektrische Antriebstechnik: Grundlagen, Auslegung, Anwendungen, Lösungen. Erlangen: Publicis Corporate Publishing Verlag, 2008.
ISBN: 978-89578-431-6

- Wintrich et al. 2010** Wintrich, Arendt, Nicolai, Ulrich, Tursky, Werner, Reimann, Tobias, 2010.
Applikationshandbuch Leistungshalbleiter, SEMIKRON International GmbH (Hrsg.), Ilmenau: ISLE Verlag, 2010.
ISBN: 978-3-938843-85-7
- Wüest et al. 1995** Wüest, Dieter, Jenni, Felix, 1995.
Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter. Stuttgart: Teubner Verlag, 1995.
ISBN: 3-519-06176-7
- Yan et al. 2007** Yan, Wenguang, Utkin, Vadim, Xu, Longya, 2007.
Sliding Mode Pulse Width Modulation. In: *Proceedings of the American Control Conference*, S. 4530-4535.
DOI: 10.1109/ACC.2007.4282704
- You et al. 2005** You, Lin-Ru, Ma, Zhen-Yu, Wang, Xiao-Hong, Zhang, Hao, 2005.
Sliding mode control for permanent-magnet synchronous motor based on a double closed-loop decoupling method. In: *Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics 2*, S. 1291-1296.
DOI: 10.1109/ICMLC.2005.1527142
- Zahn et al. 2014** Zahn, Peter, Laptev, Igor, Verl, Alexander, 2014.
Konzept offener Regler: FPGA in der Antriebstechnik. In: *Atp edition 56* (6), S. 26-33.
- Zhang et al. 2011** Zhang, Yongchang, Zhu, Jianguo, 2011
Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor With Reduced Torque Ripple and Commutation Frequency. In: *Transactions On Power Electronics 26* (1), S. 235-248.
DOI: 10.1109/TPEL.2010.2059047
- Zhao et al. 2007** Zhao, Sheng, Peng, Xiafu, 2007.
A Modified Direct Torque Control Using Space Vector Modulation (DTC-SVM) for Surface Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) with Modified 4-order Sliding Mode Observer. In: *International Conference on Mechatronics and Automation*, S. 1207-1212.
DOI: 10.1109/ICMA.2007.4303720

8 Anhang

8.1 Schaltzustände der Leistungselektronik

Die Ventile, bzw. einzelne Leistungshalbleiter, in jeder Halbbrückenschaltung (HB) werden immer nur komplementär geschaltet. Leitet das erste Ventil, so sperrt das zweite (Abbildung 8.1). Die jeweilige Motorklemme wird mit dem positiven elektrischen Potenzial beaufschlagt. Umgekehrt wird die jeweilige Motorklemme mit dem negativen elektrischen Potenzial beaufschlagt, wenn das erste Ventil sperrt und das zweite leitet. Beide Ventile einer Halbbrücke können nicht gleichzeitig leitend geschaltet werden, weil das einen Kurzschluss des Zwischenkreises verursachen würde. Wenn die Leistungselektronik außer Betrieb ist, zum Beispiel wenn keine Regelfreigabe erteilt wurde, dann sperren alle Ventile. Dieser Zustand wird aber während des normalen Betriebs nicht genutzt und wird daher nicht weiter beschrieben.

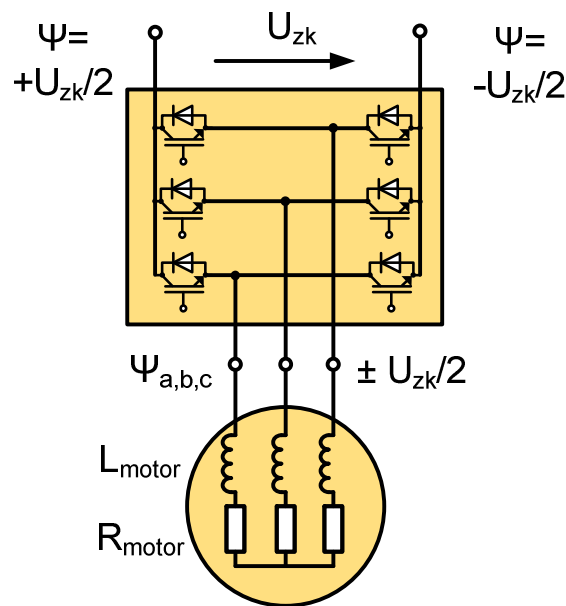


Abbildung 8.1: Leistungselektronik mit angeschlossenem Motor

Die Spannung in den Phasen, die dem aktuellen Schaltzustand entspricht, wird mittels folgender Formel berechnet.

$$U_{abc} = A_{abc}^{123} \Psi_{abc}$$

$$A_{abc}^{123} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

Die nachfolgende Tabelle fasst die möglichen Werte zusammen:

Ψ_a	Ψ_b	Ψ_c	Raumzeiger
$-\frac{U_{zk}}{2}$	$-\frac{U_{zk}}{2}$	$-\frac{U_{zk}}{2}$	u_0
$+\frac{U_{zk}}{2}$	$-\frac{U_{zk}}{2}$	$-\frac{U_{zk}}{2}$	u_1
$+\frac{U_{zk}}{2}$	$+\frac{U_{zk}}{2}$	$-\frac{U_{zk}}{2}$	u_2
$-\frac{U_{zk}}{2}$	$+\frac{U_{zk}}{2}$	$-\frac{U_{zk}}{2}$	u_3
$-\frac{U_{zk}}{2}$	$+\frac{U_{zk}}{2}$	$+\frac{U_{zk}}{2}$	u_4
$-\frac{U_{zk}}{2}$	$-\frac{U_{zk}}{2}$	$+\frac{U_{zk}}{2}$	u_5
$+\frac{U_{zk}}{2}$	$-\frac{U_{zk}}{2}$	$+\frac{U_{zk}}{2}$	u_6
$+\frac{U_{zk}}{2}$	$+\frac{U_{zk}}{2}$	$+\frac{U_{zk}}{2}$	u_7

Die Kombination der Phasenspannungen kann als ein Vektor, sogenannter Raumzeiger dargestellt werden. Die Raumzeiger können in unterschiedlichen Koordinatensystemen beschrieben werden (Abbildung 8.2).

8.2 Transformationen und Transformationsmatrizen

8.2.1 Transformationen zwischen unterschiedlichen Koordinatensystemen

Folgende Transformationen geben den Zusammenhang zwischen unterschiedlichen Koordinatensystemen. Dabei wird stellvertretend die Spannung transformiert. Gleiche Transformationen gelten für die anderen physikalischen Größen.

Transformation $abc \rightarrow dq$ (dq-Transformation, Park-Transformation)

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = A_{dq}^{abc} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = A_{dq}^{\alpha\beta} A_{\alpha\beta}^{abc} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix}$$

Rücktransformation $dq \rightarrow abc$

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = A_{abc}^{dq} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = A_{abc}^{\alpha\beta} A_{\alpha\beta}^{dq} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix}$$

Transformation der Schaltzustände in die dq-Spannung

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = A_{dq}^{123} \begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \\ \Psi_3 \end{bmatrix} = A_{dq}^{\alpha\beta} A_{\alpha\beta}^{abc} A_{abc}^{123} \begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \\ \Psi_3 \end{bmatrix} = A_{dq}^{\alpha\beta} A_{\alpha\beta}^{abc} \begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \\ \Psi_3 \end{bmatrix}$$

$$A_{\alpha\beta}^{abc} A_{abc}^{123} = A_{\alpha\beta}^{abc}$$

$$A_{dq}^{123} = A_{dq}^{abc}$$

Dabei beschreibt das Koordinatensystem 123 den diskreten Raum der elektrischen Potenziale der Leistungselektronik. Die Rücktransformation der dq-Spannung in die Schaltzustände ist im Allgemeinen nicht möglich, da die dq-Spannung kontinuierliche aber die Schaltzustände lediglich diskrete Werte annehmen können.

8.2.2 Transformationsmatrizen

Im Weiteren werden einzelne Transformationsmatrizen definiert.

Transformationsmatrix A_{abc}^{123}

$$A_{abc}^{123} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

Es existiert keine Transformation in die Richtung $abc \rightarrow 123$. Dies liegt daran, dass der Raum, der in 123-Koordinaten beschrieben wird, diskret ist. Es besteht keine Möglichkeit einen beliebigen Wert aus dem kontinuierlichen Raum der abc -Koordinaten fehlerfrei zu diskretisieren.

Matrizen zur Transformationen $\alpha\beta \rightarrow dq$; $dq \rightarrow \alpha\beta$

$$A_{dq}^{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix}$$

$A_{dq}^{\alpha\beta}$ ist eine orthogonale Matrize, daher ist

$$\left(A_{dq}^{\alpha\beta}\right)^{-1} = \left(A_{dq}^{\alpha\beta}\right)^T = A_{\alpha\beta}^{dq}$$

$$A_{\alpha\beta}^{dq} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix}$$

Matrix zur Transformation $abc \rightarrow \alpha\beta$

$$A_{\alpha\beta}^{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Andere gültige Darstellung ist besonders hilfreich, wenn nur zwei Phasen vermessen werden. Die Voraussetzung dafür ist ein symmetrisches System:

$$I_a + I_b + I_c = 0:$$

$$A_{\alpha\beta}^{abc} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 0 \\ \sqrt{3} & \sqrt{3} & 0 \end{bmatrix}$$

Matrix zur Transformation $\alpha\beta \rightarrow abc$

$A_{\alpha\beta}^{abc}$ ist nicht invertierbar. Daher wird eine Moore-Penrose-Pseudoinverse, bzw. rechte Pseudoinverse für die Rückwärts-Transformation gebildet. Die Pseudoinverse an sich ist eindeutig, jedoch kann die Transformation auch über einen anderen Weg stattfinden.

$$A_{abc}^{\alpha\beta} \hat{=} (A_{\alpha\beta}^{abc})^+ = (A_{\alpha\beta}^{abc})^T (A_{\alpha\beta}^{abc} (A_{\alpha\beta}^{abc})^T)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Des Weiteren gilt

$$A_{\alpha\beta}^{abc} A_{abc}^{123} = A_{\alpha\beta}^{abc}$$

8.3 Stabilität nach Ljapunov

Eine C^{-1} -Funktion (bzw. glatte Funktion) $V: D \rightarrow \mathbb{R}$, $D \subset \mathbb{R}^n$ heißt eine Ljapunov-Funktion auf $\bar{K}_r(0) \subset D$ für $f(y)$, falls gilt:

1. $V(0) = 0$, $V(y) > 0$ für $y \neq 0$
2. $\langle \nabla V, f(y) \rangle \leq 0 \quad \forall y, \|y\| \leq r$

Des Weiteren, wenn gilt

3. $\langle \nabla V, f(y) \rangle < 0 \quad (\forall y, 0 < \|y\| \leq r)$

dann heißt $V(y)$ eine strenge Ljapunov-Funktion.

Wenn $V(y)$ eine Ljapunov-Funktion von $f(y)$ ist, dann ist $y^* = 0$ ein gleichmäßig stabiler Gleichgewichtspunkt.

Wenn $V(y)$ eine strenge Ljapunov-Funktion von $f(y)$, dann ist $y^* = 0$ ein asymptotisch stabiler Gleichgewichtspunkt.

8.4 Parameter des verwendeten Motors

Datenblatt des Motors Siemens 1FK6063–6AF71

Technische Daten	Wert	Einheit
Bemessungsdrehzahl	3000	1/min
Polzahl	6	
Bemessungsmoment (100K)	6	Nm
Bemessungsstrom	4,7	A
Stillstandsrehmoment (60K)	9,1	Nm
Stillstandsrehmoment (100K)	11,0	Nm
Stillstandsstrom (60K)	6,3	A
Stillstandsstrom (100K)	7,9	A
Trägheitsmoment (mit Bremse)	17,0	10^{-4} kgm ²
optimale Drehzahl	3000	1/min
optimale Leistung	1,89	kW
Maximale zul. Drehzahl (mech.)	6600	1/min
Maximaldrehmoment	36	Nm
Maximalstrom	28	A
Drehmomentkonstante	1,39	Nm/A
Spannungskonstante	92	V / (1000 1/min)
Wicklungswiderstand bei 20C	0,83	Ohm
Drehfeldinduktivität	6,5	mH
Elektrische Zeitkonstante	7,8	ms
Wellentorsionssteifigkeit	32900	Nm/rad
Mechanische Zeitkonstante	2,1	ms
Thermische Zeitkonstante	35	min
Gewicht mit Bremse	13,8	Kg

In dieser Arbeit wird eine neuartige Stromregelung auf Basis von Sliding-Mode-Regelung für Vorschubantriebe vorgestellt. Diese Stromregelung benötigt keine nachgeschaltete Modulation und ermöglicht eine Erhöhung der Dynamik des Gesamtsystems. Zugleich wird durch die Reduzierung der Schaltverluste eine erhöhte Energieeffizienz erreicht.



FRAUNHOFER VERLAG