



OTTO VON GUERICKE
UNIVERSITÄT
MAGDEBURG

EIT

FAKULTÄT FÜR
ELEKTROTECHNIK UND
INFORMATIONSTECHNIK

MODELLBASIERTE PRÄDIKTIVE REGELUNG UND FEHLERERKENNUNG FÜR PERMANENTERREGTE SYNCHRONMASCHINEN

DISSERTATION

Zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

von

Dipl.-Ing. (FH) Aleksej Kiselev
geb. am 6. Mai 1988 in Almaty, Kasachstan

genehmigt durch die
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Otto-von-Guericke
Universität Magdeburg

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Roberto Leidhold
Otto-von-Guericke Universität Magdeburg

Prof. Dr.-Ing. habil. Alexander Kuznietsov
Technische Hochschule Mittelhessen

Prof. Dr.-Ing. Gerd Griepentrog
Technische Universität Darmstadt

Eingereicht am 1. Juli 2020
Promotionskolloquium am 28. April 2021

Kurzfassung

Elektrische Antriebe nehmen heute einen großen Stellenwert in den Ingenieurwissenschaften ein. Sie ermöglichen die Automatisierung vieler komplexer Prozesse und setzen dabei neue Maßstäbe in der Präzision und Effizienz. Doch damit steigen auch die Anforderungen an den Antrieb und seine Regelung. Insbesondere ist der Trend zu einer „intelligenten Regelung“ mit Zustandsüberwachung und Fehlertoleranz zu verzeichnen.

Die vorliegende Arbeit soll einen Beitrag zur Erforschung dieses Themas leisten. In ihrem Rahmen wird eine in der Antriebstechnik populär werdende Regelstrategie der modellbasierten prädiktiven Regelung (kurz MPC) auf den Einsatz als fehlertolerante Regelstrategie mit integrierter Echtzeit-Fehlererkennung untersucht. Dafür wird im ersten Teil der Arbeit eine direkte Positionsregelung der permanenterregten Synchronmaschine (kurz PMSM) auf Basis von MPC entwickelt. Bei der Berechnung der Stellgrößentrajektorie berücksichtigt der entwickelte Regelalgorithmus explizit die vorhandenen Spannungs- und Stromgrenzen. Weiterhin wird ein Überschwingen der Rotorposition als Regelgröße durch eine weiche Begrenzung minimiert. Die Experimentalergebnisse belegen die eindeutige Überlegenheit des entwickelten Regelalgorithmus gegenüber der klassischen PI-basierten feldorientierten Regelung sowohl in Bezug auf das Führungsverhalten, als auch auf das Störverhalten, was auf die bessere Ausnutzung der Systemgrößen durch die explizite Berücksichtigung der Beschränkungen zurückzuführen ist.

Der zweite Teil der Dissertation beschäftigt sich mit den Möglichkeiten, die der Einsatz der MPC als Regelstrategie in Bezug auf die Fehlererkennung eröffnet. Dies wird an zwei konkreten Fehlerarten, dem Zwischenwindungskurzschluss und der offenen Phase analysiert. Die entwickelte Fehlererkennungsstrategie nutzt die der MPC innewohnende Prädiktion zur Berechnung des Residuums zwischen der erwarteten und eingetretenen Systemreaktion. Dadurch wird das Führungsverhalten des Systems eliminiert und die fehlerspezifischen Merkmale erscheinen klarer. Speziell für die Erkennung eines Zwischenwindungskurzschlusses wird weiterhin ein neues Koordinatensystem eingeführt, was die Detektion auch unter nicht-stationären Bedingungen erlaubt. Die anschließenden Experimentalergebnisse bestätigen eine schnelle und zuverlässige Fehlererkennung selbst im transienten Zustand.

Schließlich fließen die Ergebnisse aus dem ersten und zweiten Teil in einen im dritten Teil dieser Arbeit entwickelten fehlertoleranten Regelalgorithmus für eine Drehmomentregelung MPC-Basis ein. Die Fehlertoleranz bezieht sich weiterhin auf den Zwischenwindungskurzschluss und eine offene Phase und bedarf einer Hardwareanpassung in Form eines mit dem Zwischenkreis des Wechselrichters verbundenen Neutralleiters. Der entwickelte Regelalgorithmus benötigt keine Strukturanpassung beim Übergang vom fehlerfreien Zustand zum

Fehlerfall, wie die meisten fehlertoleranten Regelstrategien mit dieser Hardwaretopologie. Dies wird unter anderem durch eine explizite Regelung des Neutralleiterstroms erreicht. Die Experimentalergebnisse bestätigen eine sehr dynamische, fehlertolerante Regelperformance mit einem im Drehmomentverlauf kaum erkennbaren Übergang vom fehlerfreien Zustand zum Fehlerfall.

Abstract

Electric drives play a major role in engineering today. They make the automation of many complex processes possible and set new standards in precision and efficiency. But this also increases the demands on the drive and its control. In particular, there is a trend towards intelligent control with condition monitoring and fault tolerance.

The present work is intended to contribute to research into this topic. In this context, model-based predictive control (MPC) that is becoming popular in drive technology is being investigated for use as a fault-tolerant control strategy with integrated real-time fault detection. For this purpose, in the first part of the thesis, a direct position control of the permanent magnet synchronous motor (PMSM) is developed based on MPC. When calculating the control variable trajectory, the developed control algorithm explicitly considers the existing voltage and current limits. Furthermore, overshoot of the rotor position as a controlled variable is minimized by a soft constraint. The experimental results demonstrate the clear superiority of the developed control algorithm compared to the classic PI-based field-oriented control in terms of both reference and disturbance behavior, which is due to the better utilization of the system variables by explicitly taking the constraints into account.

The second part of the dissertation deals with the possibilities that the use of the MPC opens up with regard to fault detection. This is analyzed using two specific types of faults, the inter-turn short circuit and the open phase. The developed fault detection strategy uses the MPC's inherent prediction to calculate the residual between the expected and the occurring system response. This eliminates the reference behavior of the system and the fault-specific pattern appears more clearly. Furthermore, for the detection of an inter-turn short circuit, a new coordinate system has been presented, which allows detection even under non-stationary conditions. The subsequent experimental results confirm rapid and reliable fault detection even in the transient state.

Finally, the results from the first and second part flow into a fault-tolerant torque control algorithm, based on MPC and developed in the third part of this work. Again, the fault tolerance relates to the inter-turn short circuit and an open phase and requires hardware modification in the form of a neutral conductor connected to the DC-link bus of the inverter. The developed control algorithm does not require any structural adjustment when transitioning from the fault-free state to the fault, like most fault-tolerant control strategies with this hardware topology. This is achieved, among other things, by explicitly regulating the neutral conductor current. The experimental results confirm a very dynamic, fault-tolerant control performance with a transition from the fault-free state to the fault that is hardly noticeable in the torque curve.

Inhaltsverzeichnis

Symbolverzeichnis	vii
1 Einleitung	1
2 Theoretische Grundlagen zur PM Synchronmaschine	4
2.1 Aufbau und mathematisches Modell der PM Synchronmaschine	4
2.2 Klassische feldorientierte Regelung der PM Synchronmaschine	9
2.3 Pulswechselrichter und Modulationsverfahren	10
I MODELLBASIERTE PRÄDIKTIVE REGELUNG FÜR PM SYNCHRONMASCHINEN	12
3 Theorie der modellbasierten prädiktiven Regelung	13
3.1 Generalized Predictive Control	14
3.2 Berücksichtigung der Systemgrößenbeschränkungen in GPC	16
3.3 Lösung des QPs mit Nebenbedingungen	18
4 Stand der Wissenschaft in Bezug auf den Einsatz der MPC für PMSM	21
5 Stromregelung der PMSM mit GPC	23
5.1 Aufstellen des CARIMA-Modells	23
5.2 Berücksichtigung der Spannungsbeschränkung	25
5.3 Beschreibung des Motorprüfstands	25
5.4 Experimentalergebnisse	26
6 Direkte Positionsregelung der PMSM mit GPC	32
6.1 Aufstellen des CARIMA-Modells	32
6.2 Berücksichtigung der Systemgrößenbeschränkungen	33
6.3 Reduzierung der Dimension des QPs mithilfe der Laguerre-Funktionen . . .	35
6.4 Simulationsergebnisse	37
6.5 Experimentalergebnisse	39

II	MODELLBASIERTE FEHLERERKENNUNG IN PM SYNCHRONMASCHINEN	44
7	Fehler in PM Synchronmaschinen - Einführung	45
7.1	Übersicht über mögliche Fehler einer PMSM	45
7.2	Detektion eines Zwischenwindungskurzschlusses - Stand der Wissenschaft	48
8	Theoretische Grundlagen zum Zwischenwindungskurzschluss in einer PMSM	50
8.1	Mathematisches Modell der PMSM mit einem Zwischenwindungskurzschluss	50
8.2	Theorie der symmetrischen Komponenten	53
8.3	Analyse des Frequenzspektrums des dq-Stromraumzeigers	56
9	Detektion des Zwischenwindungskurzschlusses unter Einsatz von MPC	60
9.1	Beschreibung der Idee	60
9.2	Umbau des Motorprüfstands	64
9.3	Experimentalergebnisse	68
III	FEHLERTOLERANTE MPC FÜR PM SYNCHRONMASCHINEN	73
10	Fehlertolerante Drehmomentregelung mit FCS-MPC	74
10.1	Stand der Wissenschaft in der Entwicklung fehlertoleranter Regelalgorithmen und FCS-MPC für PMSM	78
10.2	PQ-Theorie für PM Synchronmaschinen	81
10.3	Strategie der Drehmomentaufteilung	83
10.4	Beschreibung des Regelalgorithmus	85
10.5	Detektion einer offenen Phase	88
10.6	Erweiterung des Motorprüfstands	88
10.7	Experimentalergebnisse	89
11	Zusammenfassung und Ausblick	97
	Abbildungsverzeichnis	I
	Tabellenverzeichnis	IV
	Literaturverzeichnis	V

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

CARIMA	Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average
CCS	Continuous Control Set
FCS	Finite Control Set
FFT	Fast Fourier Transform
GPC	Generalized Predictive Control
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
FOC	Field Oriented Control (de. feldorientierte Regelung)
LF	Laguerre Funktionen
MCSA	Motor Current Signature Analysis
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor
MPC	Model Predictive Control (de. modellbasierte prädiktive Regelung)
PMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
QP	Quadratisches Programm
SVM	Space Vector Modulation (de. Raumzeigermodulation)

Formelzeichen

$\alpha, \beta, 0$	Achsen des statorfesten Koordinatensystems mit Nullkomponente
b	Reibungskoeffizient
$d, q, 0$	Achsen des rotorfesten Koordinatensystems mit Nullkomponente
e_a, e_b, e_c	Gegeninduktionsspannung in den Phasen A, B, C
f_a, f_b, f_c	Fehlerindizes für die Phasen A, B, C

i_a, i_b, i_c	Phasenströme
i_d^*	Sollwert für den d-Strom
i_q^*	Sollwert für den q-Strom
i_{dq}^e	Residuumvektor in dq-Koordinaten
i_f	Strom entlang des Kurzschlusspfades
J	Massenträgheitsmoment oder Gütefunktional
L_d, L_q, L_0	Induktivitätskomponenten im $dq0$ -Koordinatensystem
L_s	Stranginduktivität, über den Rotorumfang gemittelt
L_m	Fluktuation der Stranginduktivität
λ	Gewichtungsfaktor
M	Gegeninduktivität, über den Rotorumfang gemittelt
μ	Verhältnis zwischen der Anzahl der kurzgeschlossenen Windungen und der Gesamtwindungszahl
N	Anzahl der verwendeten Laguerre-Funktionen
N_2	Anzahl der kurzgeschlossenen Windungen
N_A	Anzahl der Windungen in der Statorwicklung A
N_c	Stellgrößenhorizont
N_p	Prädiktionshorizont
N_i	Horizont der Strombegrenzung
N_θ	Horizont der Winkelbegrenzung
n	Drehzahl
n_u	Anzahl der Stellgrößen
ω_m, ω_e	mechanische bzw. elektrische Winkelgeschwindigkeit
p	Polpaarzahl oder Augenblickswirkleistung
P_T	Wirkleistung der Maschine
$\varphi_\alpha, \varphi_\beta, \varphi_0$	$\alpha\beta 0$ -Komponenten der Verkettungsflussänderung im Luftspalt als Funktion des Rotorwinkels
ψ_a, ψ_b, ψ_c	Verkettungsflüsse in den Phasenwicklungen
Ψ_{PM}	Rotorverkettungsfluss

q	Blindleistung
R_s	Strangwiderstand
R_f	verbliebener Isolationswiderstand in den kurzgeschlossenen Windungen
$T_{\alpha\beta 0}$	Clarke-Transformationsmatrix
T_{dq0}	Park-Transformationsmatrix
T_a	Abtastzeit
$T_{\alpha\beta}$	Drehmoment durch den $\alpha\beta$ -Stromraumzeiger
T_0	homopolares Drehmoment
T_{em}	Gesamtdrehmoment der Maschine
T_{em}^*	Sollwert für das Drehmoment
T_L	Lastmoment
θ_m, θ_e	mechanischer bzw. elektrischer Rotorwinkel
θ^*	Sollwert für den Rotorwinkel
u_a, u_b, u_c	Phasenspannungen
u_{c2}	Spannung am unteren Kondensator im Zwischenkreis
U_{zk}	Zwischenkreisspannung

KAPITEL 1

Einleitung

In der Welt von heute ermöglichen uns Elektroantriebe still und leise den Lebensstandard, den wir so gewohnt sind, und eröffnen für viele Disziplinen ganz neue Möglichkeiten und Perspektiven. Sei es ein Aufzug, der uns schnell und bequem in die gewünschte Etage bringt, ein Operationsroboter, welcher dank hochpräziser Antriebe bei bestimmten Operationen besser als der beste Chirurg ist oder ein Elektrofahrzeug, das uns eine geräuscharme und emissionsfreie Mobilität ermöglicht. Hinter diesen und vielen anderen Wundern der modernen Welt steht ein Elektromotor. Dieser hat eine lange Evolution hinter sich, welche mit dem ersten praxistauglichen Elektromotor von Moritz Herman von Jacobi anfang und bis heute andauert. Dabei wurden im Laufe der Zeit unterschiedliche Motorkonfigurationen entwickelt, verbessert und zugunsten anderer wieder aufgegeben. Als Ergebnis dieser Entwicklung dominieren heute zwei Motorarten den Markt: die Gleichstrommaschine und der Drehstrommotor, welcher sich wiederum in mehrere Unterarten aufteilt. Die wichtigsten Vertreter des Drehstrommotors sind die Asynchronmaschine, die permanentmagneterregte Synchronmaschine und die Synchron-Reluktanzmaschine. Eine besondere Stellung hat dabei die permanentmagneterregte Synchronmaschine, kurz PM Synchronmaschine oder PMSM: aufgrund der im Rotor verbauten Permanentmagnete stellt sie zwar die teuerste Motorvariante dar, weist aber dafür die höchste Leistungsdichte sowohl in Bezug auf das Volumen als auch auf das Gewicht auf.

Doch der Elektromotor allein macht noch keinen funktionierenden Antrieb. Dazu bedarf es einer entsprechenden Leistungselektronik, Sensorik und nicht zuletzt, einer Regelung. Dabei ist der Regelalgorithmus die eigentliche Intelligenz hinter den modernen Antrieben. Bedingt durch die seit Jahrzehnten andauernde Zunahme der Rechenleistung können heute Ansätze der Regelungstechnik und Signalverarbeitung implementiert werden, die bei ihrer Entstehung allenfalls als schöne theoretische Konstrukte wahrgenommen wurden, kaum echtzeitfähig und damit nur für wenige Anwendungen geeignet. Ein Beispiel dafür, zumindest aus Sicht der Antriebstechnik, ist die modellbasierte prädiktive Regelung (engl. Model Predictive Control, kurz MPC).

Die ersten MPC-Algorithmen wurden Ende der 1970-er, Anfang der 1980-er Jahre entwickelt und sehr erfolgreich in der petrochemischen Industrie eingesetzt. So verdrängte Dynamic Matrix Control, einer der ersten und bekanntesten MPC-Algorithmen von Cutler und Ramaker den damals vorherrschenden PID-Regler und wurde zur Standardmethode

der Regelung komplexer Prozesse bei Shell [1]. Dies war möglich, weil die Zeitkonstanten der zu regelnden Prozesse in der Petrochemie im Sekunden- bis Minuten-Bereich liegen. An den Einsatz der MPC als Regelstrategie für elektrische Antriebe mit charakteristischen Zeitkonstanten im einstelligen Millisekunden-Bereich war damals nicht zu denken. Und so blieb die feldorientierte Regelung (engl. Field Oriented Control, kurz FOC) auf Basis kaskadierter PI-Regler der goldene Standard der Antriebstechnik.

Dabei ist die PI-basierte FOC keine schlechte Regelstrategie, sie ist einfach zu implementieren und weist gutes Führungs- und Störverhalten auf. Dennoch besitzt sie einen signifikanten Nachteil: die Stell- und Zustandsgrößenbeschränkungen werden durch den Regler nicht berücksichtigt. Dabei tritt bei der Regelung eines Elektromotors sowohl die Stellgrößenbeschränkung in Form limitierter Zwischenkreisspannung auf, als auch die Zustandsgrößenbeschränkung durch die Notwendigkeit, die Motorströme auf einen zulässigen Maximalwert zu begrenzen. Die dabei standardmäßig eingesetzte Anti-Windup-Technik sorgt zwar dafür, dass die I-Anteile der PI-Regler nach dem Erreichen der Stellgrößenbeschränkung abgeschaltet werden. Auch ermöglicht die Kaskadenstruktur der PI-basierten FOC die notwendige Limitierung der Motorströme. Doch es ist ein künstlicher Eingriff in die Regelung, der Regler weiß nichts von den vorhandenen Grenzen und kann diese Information folglich nicht in die Stellgrößenberechnung einbeziehen.

An dieser Stelle zeigt sich, welches Potential der Einsatz der MPC in der elektrischen Antriebstechnik mit sich bringt. Denn das mathematische Konstrukt der MPC erlaubt ein besonders einfaches Einbinden der vorhandenen Stell- und Zustandsgrößenbeschränkungen als Nebenbedingungen des Gütefunktional, ein Alleinstellungsmerkmal unter den bekannten Regelalgorithmen. Damit werden dem Regler die Grenzen des Systems bewusst. Mehr noch, die prädiktive Regelstrategie minimiert eine mögliche Verletzung der Systemgrenzen durch eine verspätete Regleraktion. Doch der Preis dafür ist eine gegenüber der PI-basierten FOC vielfach höhere Rechenlast. Dies hat den Einsatz der MPC in der elektrischen Antriebstechnik lange hinausgezögert, erst Mitte der 2000-er kam Bewegung ins Spiel. Seitdem wurden viele interessante Ansätze vorgestellt, und MPC ist auch in der Antriebstechnik kein Fremdwort mehr.

Im Bezug auf die elektrische Antriebstechnik bietet die modellbasierte prädiktive Regelung einen weiteren, bisher kaum beachteten Vorteil: die für die Regelung notwendige Prädiktion der Systemgrößen kann zu einer Verbesserung der Fehlererkennung in der Maschine und der zugehörigen Leistungselektronik genutzt werden. Denn die Prädiktion stellt bei einer korrekten Modellierung das gesunde Systemverhalten dar. Über die Berechnung des Residuums zwischen der Modellantwort und der Messung kann im Fehlerfall eine Zunahme der Modellabweichung beobachtet werden, und das spezifische Muster des Residuums gibt Aufschluss über die vorliegende Fehlerart. Dies stellt eine interessante Forschungsfrage dar, wurde bisher jedoch kaum aufgegriffen.

Tritt tatsächlich ein Fehler im Antrieb auf, muss dieser nicht zwangsweise abgeschaltet werden. Sind die Hardwarevoraussetzungen erfüllt, kann der weitere Betrieb in vielen Fällen durch eine entsprechende Anpassung des Regelalgorithmus sichergestellt werden. Solche Regelstrategien werden als fehlertolerante Regelung bezeichnet. Soll ein MPC-Algorithmus, neben seiner Hauptaufgabe als Regler, zur Fehlererkennung beitragen, muss als Konsequenz

über seine Fehlertoleranz gegenüber dem jeweiligen Fehler nachgedacht werden.

Damit kann der Rahmen der vorliegenden Dissertation bereits erahnt werden. Im ersten Teil dieser Arbeit wird ein Beitrag zum Einsatz der MPC in der elektrischen Antriebstechnik in Form einer direkten Positionsregelung einer PM Synchronmaschine geleistet. Damit soll eine weitere Lücke im gut erforschten, und dennoch nicht abgeschlossenem Gebiet der modellbasierten prädiktiven Antriebsregelung geschlossen werden. Die Ergebnisse wurden vom Autor in mehreren Publikationen veröffentlicht, siehe [Ki1], [Ki2], [Ki3] und [Ki5]. Im zweiten Teil wird die MPC zur gleichzeitigen Regelung und Erkennung eines Zwischenwindungskurzschlusses und einer offenen Phase eingesetzt. Auch dieser wissenschaftlicher Beitrag wurde in [Ki4] publiziert. Schließlich wird im dritten Teil ein gegenüber den beiden zuvor detektierten Fehlern toleranter MPC-Algorithmus vorgestellt, veröffentlicht in [Ki7].

Somit besteht die Arbeit aus drei Teilen. Da jeder Teil, obwohl logisch aufeinander aufbauend, einen anderen Aspekt der Antriebstechnik beleuchtet, findet in jedem eine separate Vorstellung der dafür notwendigen theoretischen Grundlagen sowie ein Überblick zum Stand der Wissenschaft statt. Am Ende jeden Teils wird der entwickelte Ansatz am Prüfstand experimentell getestet und die Ergebnisse analysiert. Doch bevor es mit Teil I, der klassischen MPC als Regelstrategie einer PMSM losgeht, wird im nächsten Kapitel eine allgemeine theoretische Betrachtung der PM Synchronmaschine und ihrer Regelung durchgeführt.

KAPITEL 2

Theoretische Grundlagen zur PM Synchronmaschine

2.1 Aufbau und mathematisches Modell der PM Synchronmaschine

In vielen antriebstechnischen Anwendungen kommen permanentmagneterregte Synchronmaschinen (engl. Permanent Magnet Synchronous Motor, kurz PMSM) als Antrieb zum Einsatz. PMSMs sind sehr wartungsarm und bieten, verglichen mit anderen Drehstrommotoren wie Asynchronmaschine und Synchron-Reluktanzmaschine, eine höhere Leistungsdichte und einen besseren Wirkungsgrad. Dies macht sie insbesondere für bauraum- und gewichtskritische Anwendungen interessant, wie z. B. bei dem Einsatz in einem Fahrzeug. Dabei lassen sich PMSMs in zwei Bauformen unterteilen, die sich in der Befestigungsart der Permanentmagnete im Rotor unterscheiden. Werden die Permanentmagnete auf die Oberfläche des aus Eisen (oder selten aus einem anderen ferromagnetischen Material) bestehenden Rotor montiert, handelt es sich um eine permanentmagneterregte Synchronmaschine mit Oberflächenmagneten (engl. Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor, kurz SPMSM). Werden dagegen die Permanentmagnete in den Rotor eingegraben, wird der Motor als permanentmagneterregte Synchronmaschine mit eingebetteten Magneten (engl. Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, kurz IPMSM) bezeichnet. Die beiden Bauformen sind in der Abb. 2.1 dargestellt.

Die zwei verschiedenen Anordnungen der Permanentmagnete beeinflussen die Selbst- und Gegeninduktivitäten der Statorwicklung im rotorfesten Koordinatensystem. Bei der PMSM mit Oberflächenmagneten ist die Induktivität nicht von der Rotorposition abhängig. Dagegen besitzen PMSMs mit eingebetteten Magneten eine höhere Selbstinduktivität in der q - als in der d -Achse, da in der Richtung der d -Achse weniger Eisen (bzw. anderen ferromagnetischen Material) aufgrund der vergrabenen Permanentmagnete vorhanden ist. Entsprechend basiert das von der SPMSM erzeugte Drehmoment ausschließlich auf der Lorentzkraft, während die IPMSM neben der Lorentzkraft auch die Reluktanzkraft zur Drehmomenterzeugung nutzt. Damit weist die IPMSM im Feldschwächbereich, verglichen mit der SPMSM, eine höhere Effizienz und ein größeres Drehmoment auf. Zudem erlaubt die Rotorkonstruktion eine höhere Maximaldrehzahl, da sich die Permanentmagnete nicht

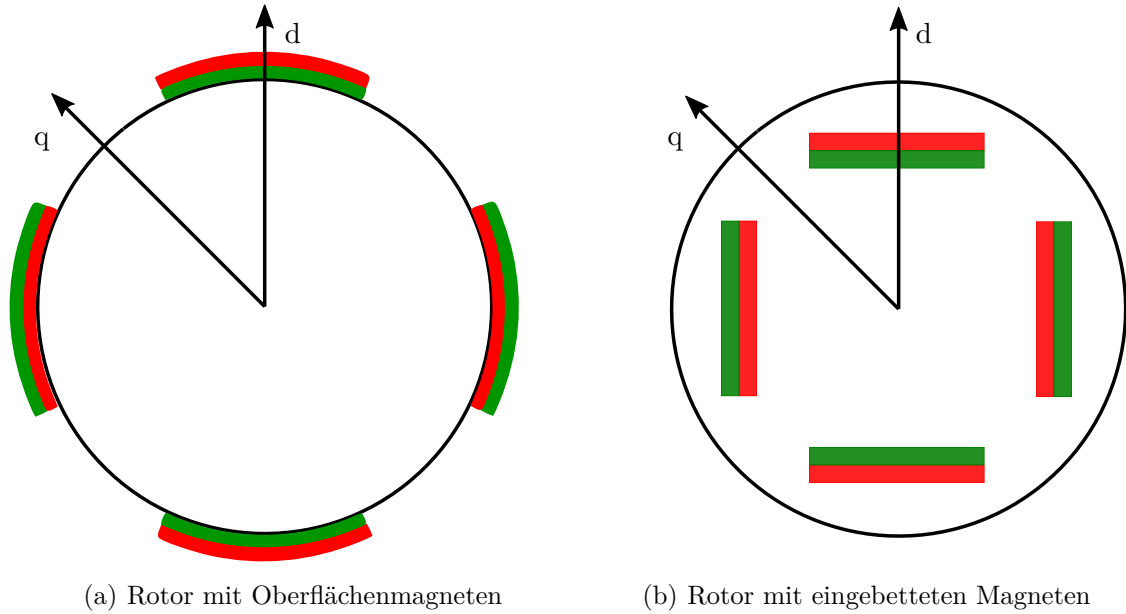


Abbildung 2.1: Rotorbauformen der permanentmagneterregten Synchronmaschine

durch die Zentrifugalkraft lösen können. Dagegen sind SPMSMs günstiger in der Herstellung und besitzen ein höheres Maximaldrehmoment im Ankerstellbereich [2].

Für das Aufstellen des mathematischen Modells der PMSM wird das in der Abb. 2.2 dargestellte elektrische dreiphasige Ersatzschaltbild der Maschine verwendet. Dabei wird die PMSM als symmetrisch und in Stern geschaltet angenommen. Desweiteren werden die Hystereseeffekte und Sättigung des Eisenkerns sowie die Wirbelstromverluste vernachlässigt. Entsprechend lassen sich aus der Abb. 2.2 und unter den getroffenen Annahmen die Phasengleichungen der Maschine wie folgt ableiten [2, 3, 4]:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{abc} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \Psi_{PM} \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos (\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos (\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Dabei beschreibt der Vektor $[u_a \ u_b \ u_c]^T$ die Spannung zwischen den Motorklemmen und dem Neutralpunkt in der jeweiligen Phase, $[i_a \ i_b \ i_c]^T$ die Phasenströme und $[\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^T$ den Verkettungsfluss in der jeweiligen Phasenwicklung. R_s ist der ohmsche Widerstand der Wicklungen, Ψ_{PM} stellt den konstanten Verkettungsfluss des Rotors dar und θ_e den elektrischen Winkel zwischen dem statorfesten und rotorfesten Koordinatensystem. Das statorfeste Koordinatensystem mit $\alpha\beta$ -Achsenbezeichnung wird bezüglich der räumlichen Position der Phasenwicklung A ausgerichtet, während das rotorfeste Koordinatensystem mit dq-Achsenbezeichnung in die Richtung des Rotormagnetfeldes angenommen wird, wie in der Abb. 2.3 dargestellt. Der elektrische Winkel kann aus der tatsächlichen Rotorposition über die Gleichung $\theta_e = p \cdot \theta_m$ ermittelt werden, dabei ist p die Polpaarzahl der Maschine

und θ_m der mechanische Rotorwinkel.

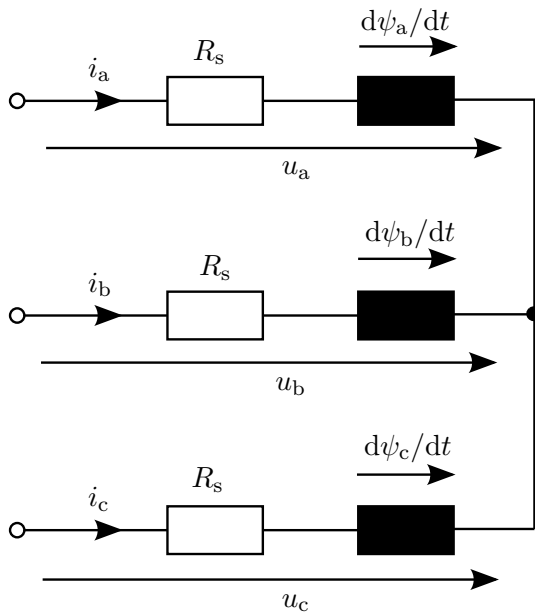


Abbildung 2.2: Dreiphasiges Ersatzschaltbild der PMSM

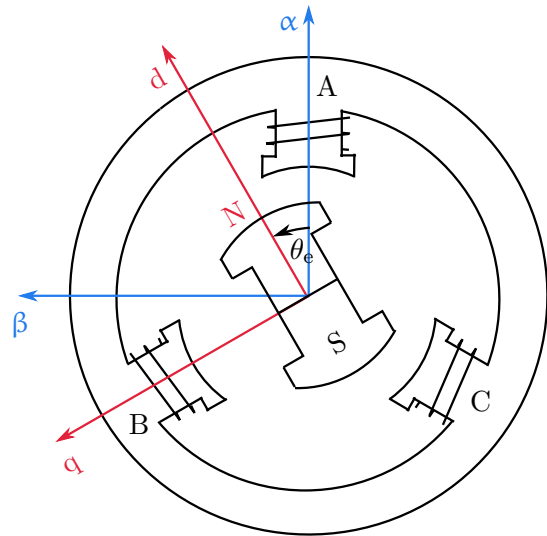


Abbildung 2.3: Definition des statorfesten und rotorfesten Koordinatensystems

Die Matrix \mathbf{L}_{abc} stellt die rotorwinkelabhängige Induktivitätsmatrix in abc -Koordinaten dar und setzt sich wie folgt zusammen:

$$\mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_s + L_m \cos(2\theta_e) & -M - L_m \cos(2\theta_e + \frac{\pi}{3}) & -M - L_m \cos(2\theta_e + \frac{5\pi}{3}) \\ -M - L_m \cos(2\theta_e + \frac{\pi}{3}) & L_s + L_m \cos(2\theta_e - \frac{4\pi}{3}) & -M - L_m \cos(2\theta_e - \pi) \\ -M - L_m \cos(2\theta_e + \frac{5\pi}{3}) & -M - L_m \cos(2\theta_e - \pi) & L_s + L_m \cos(2\theta_e + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Dabei ist L_s die über den Rotorumfang gemittelte Selbstinduktivität in jeder Phase, L_m die Fluktuation der Induktivität und M die über den Rotorumfang gemittelte Gegeninduktivität.

Ausgehend von dem dreiphasigen mathematischen Modell der PMSM, beschrieben durch die Gleichungen (2.1) und (2.2), kann das Motormodell mithilfe der Clarke-Transformation in das statorfeste Koordinatensystem transformiert werden. Die Clarke-Transformation basiert auf der Raumzeigertheorie und projiziert die dreiphasige Motormodell Darstellung auf ein zweidimensionales, aus Sicht der Motorgeometrie kartesisches Koordinatensystem. Bei Bedarf wird die Gleichtaktkomponente als dritte Dimension hinzugefügt. Mathematisch ist die Clarke-Transformation durch die Transformationsmatrix $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$ definiert:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Nach dem Anwenden der Clarke-Transformation wird die PMSM im statorfesten Koordi-

natensystem durch folgende Gleichungen beschrieben [2, 3, 4]:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \psi_0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + \Psi_{PM} \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Dabei beschreiben $[u_\alpha \ u_\beta \ u_0]^T$, $[i_\alpha \ i_\beta \ i_0]^T$ und $[\psi_\alpha \ \psi_\beta \ \psi_0]^T$ den Spannungs-, Strom- und Verkettungsflussraumzeiger im statorfesten Koordinatensystem mit der Gleichtaktkomponente als dritte Dimension. $\mathbf{L}_{\alpha\beta 0}$ stellt die Induktivitätsmatrix in $\alpha\beta 0$ -Koordinaten dar und setzt sich wie folgt zusammen:

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} L_s + M + \frac{3}{2}L_m \cos(2\theta_e) & \frac{3}{2}L_m \sin(2\theta_e) & 0 \\ \frac{3}{2}L_m \sin(2\theta_e) & L_s + M - \frac{3}{2}L_m \cos(2\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & L_s - 2M \end{bmatrix}$$

Schließlich kann das Motormodell durch eine weitere Koordinatentransformation in das rotorfeste Koordinatensystem überführt werden. Dafür bedarf es der als Park-Transformation bezeichneten Drehung des Koordinatensystems, definiert durch die Transformationsmatrix \mathbf{T}_{dq0} :

$$\mathbf{T}_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e & 0 \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Nach Anwendung der Park-Transformation ergibt sich folgende Beschreibung der PM Synchronmaschine in rotorfesten Koordinaten [2, 3, 4]:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e & 0 \\ \omega_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{dq0} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \Psi_{PM} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Dabei beschreiben die Vektoren $[u_d \ u_q \ u_0]^T$, $[i_d \ i_q \ i_0]^T$ und $[\psi_d \ \psi_q \ \psi_0]^T$ den Spannungs-, Strom- und Verkettungsflussraumzeiger im rotorfesten Koordinatensystem und ω_e die elektrische Winkelgeschwindigkeit des Motors. \mathbf{L}_{dq0} ist die Induktivitätsmatrix in dq0-Koordinaten und setzt sich wie folgt zusammen:

$$\mathbf{L}_{dq0} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}L_m + L_s + M & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}L_m + L_s + M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - 2M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix}$$

Durch das Einsetzen der Gleichung (2.8) in (2.7) kann anschließend das allgemein bekannte mathematische Modell für den elektrischen Teil der PMSM in rotorfesten Koordinaten und unter Berücksichtigung der Gleichtaktkomponente aufgestellt werden:

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (2.9)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \Psi_{PM}) \quad (2.10)$$

$$u_0 = R_s i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (2.11)$$

Die mathematische Beschreibung der PMSM im rotorfesten Koordinatensystem bringt mehrere Vorteile. Einerseits ist die Induktivitätsmatrix, gegeben durch L_d , L_q und L_0 , nicht mehr von der Rotorposition abhängig. Andererseits kann eine direkte Beziehung zwischen dem Stromraumzeiger $[i_d \ i_q \ i_0]^T$ und dem von der PMSM erzeugten Drehmoment aufgestellt werden, was eine effiziente Drehmomentregelung ermöglicht. An dieser Stelle muss beachtet werden, dass die Gleichung (2.11) den Zusammenhang zwischen der Strom- und Spannungsgleichtaktkomponente beschreibt. Dies ist nur dann von Bedeutung, wenn der Sternpunkt der Maschine mit dem Zwischenkreis verbunden ist, sodass sich i_0 als Summe der Phasenströme nicht mehr zwingend zu null addiert. Dieser Spezialfall findet erst im dritten Teil der vorliegenden Arbeit Anwendung, sodass bis dahin nur die Gleichungen (2.9) und (2.10) zur mathematischen Beschreibung der PMSM herangezogen werden.

Für das vollständige Modell der PM Synchronmaschine muss abschließend die Gleichung für den mechanischen Teil der PMSM aufgestellt werden [2, 3, 4]:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (\psi_{dq} \times \mathbf{i}_{dq}) \quad (2.12)$$

Dabei ist T_{em} das von der PMSM erzeugte Drehmoment und p die Polpaarzahl der Maschine. Wird der Verkettungsflussraumzeiger durch die in der Gleichung (2.8) dargestellte Beziehung ersetzt, kann das allgemein bekannte mathematische Modell für den mechanischen Teil der PMSM aufgestellt werden:

$$T_{em} = \underbrace{\frac{3}{2} p \Psi_{PM} i_q}_{\text{Lorenzmoment}} + \underbrace{\frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q}_{\text{Reluktanzmoment}} \quad (2.13)$$

Wie aus der Gleichung (2.13) ersichtlich, setzt sich das Drehmoment einer IPMSM aus dem durch die Reluktanzkraft erzeugten Reluktanzmoment und dem durch die Lorenkraft erzeugten Lorenzmoment zusammen, wobei das Lorenzmoment ausschließlich von der q -Komponente des Stromraumzeigers abhängt. Im Falle einer SPMSM dagegen gilt $L_d = L_q$, sodass das Reluktanzmoment entfällt und das erzeugte Drehmoment direkt proportional zu i_q ist.

Zur vollständigen Modellierung der PMSM werden abschließend zwei aus der klassischen Mechanik bekannte Gleichungen für die Beziehungen der mechanischen Größen an der

Motorwelle definiert:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_{em} - T_L - b\omega_m \quad (2.14)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \quad (2.15)$$

wobei J das Massenträgheitsmoment des Rotors darstellt, T_L das Lastmoment und b den Reibungskoeffizienten.

2.2 Klassische feldorientierte Regelung der PM Synchronmaschine

Den Stand der Industrie bezüglich der Regelung einer PMSM stellt die klassische feldorientierte Regelung (engl. Field Oriented Control, kurz FOC) dar, wobei sich der Begriff *klassisch* auf die Verwendung der PI-Regler innerhalb der Regelkreisstruktur bezieht. Die klassische FOC weist eine Kaskadenstruktur auf und ist in der Abb. 2.4 als Positionsregelung einer SPMSM dargestellt. Soll statt der Position der Maschine die Winkelgeschwindigkeit bzw. das Drehmoment geregelt werden, wird entsprechend der weiter außen liegende Positionsregelkreis bzw. Positions- und Drehzahlregelkreis ausgelassen. Da bei der SPMSM das Drehmoment proportional zu i_q ist, wird im Ankerstellbereich der Sollwert für i_d auf Null gesetzt und nur im Feldschwächbereich entsprechend angepasst. Im Falle einer IPMSM muss die in der Abb. 2.4 dargestellte Regelkreisstruktur angepasst werden, da sowohl i_d als auch i_q drehmomentbildende Komponenten sind. Nachfolgend soll jedoch ausschließlich die PMSM mit Oberflächenmagneten betrachtet werden.

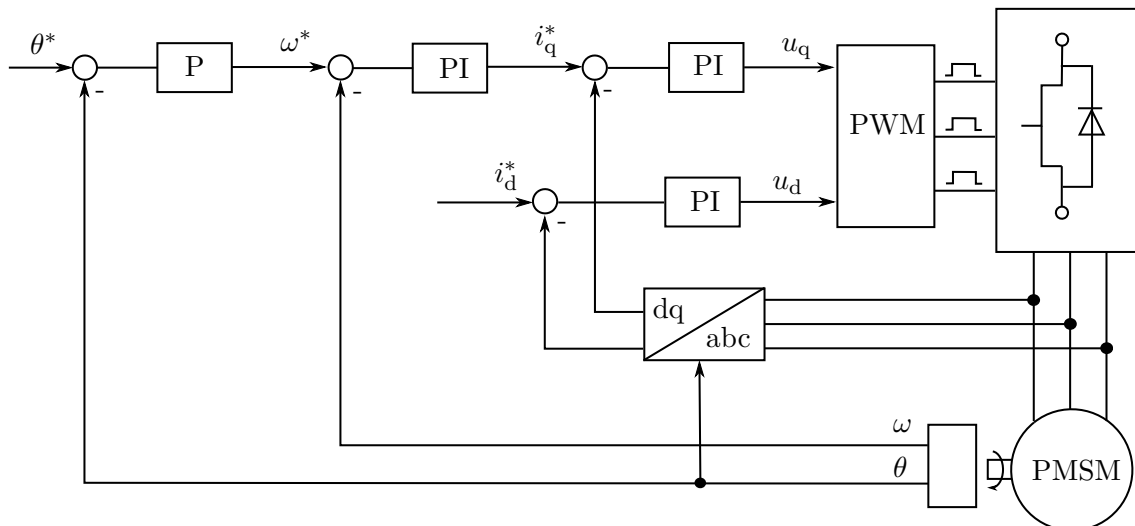


Abbildung 2.4: Klassische feldorientierte Positionsregelung einer SPMSM

Bei der Auslegung des Drehmoment- bzw. Stromregelkreises muss beachtet werden, dass der von der Stromregelung als Stellgröße berechneter Spannungsraumzeiger \mathbf{u}_{dq} einer durch die Zwischenkreisspannung des Wechselrichters gegebenen Beschränkung unterliegt. Im Falle der klassischen FOC besteht daher die Gefahr, dass die I-Anteile der beiden PI-Stromregler dem Windup-Effekt ausgesetzt werden [5]. Entsprechend wird beim Ent-

wurf einer PI-basierten feldorientierten Stromregelung standardmäßig eine Anti-Windup Technik eingesetzt. Es ist jedoch nicht möglich, mit der klassischen FOC die vorhandene Spannungsbeschränkung in die Berechnung des Spannungsraumzeigers direkt einzubeziehen.

2.3 Pulswechselrichter und Modulationsverfahren

Die Ausgabe des von der Regelung berechneten Spannungsraumzeigers \mathbf{u}_{dq} als Stellgröße für die PMSM wird im einfachsten Fall durch einen dreiphasigen Zweistufenwechselrichter realisiert (s. Abb. 2.5). Dieser schaltet jede Motorphase nach Bedarf auf die Zwischen-

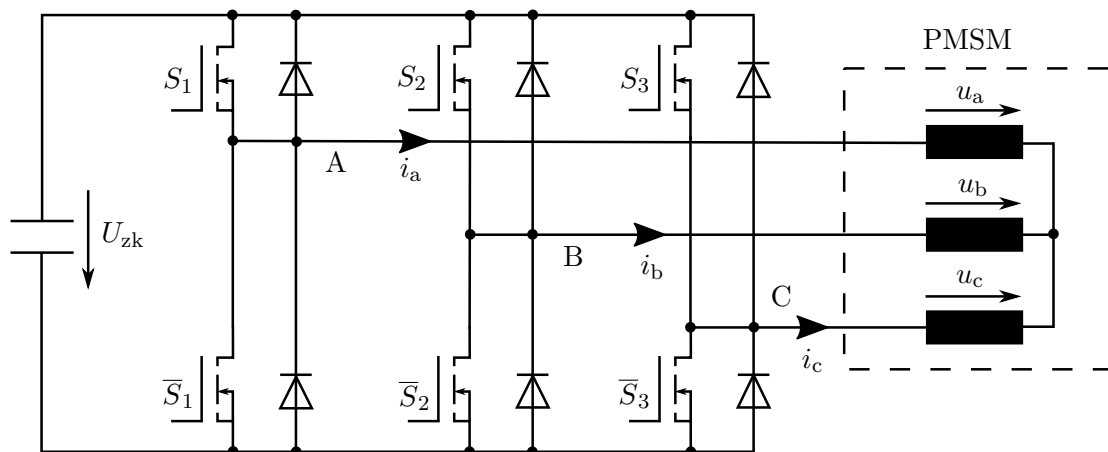


Abbildung 2.5: Schaltbild eines Zweistufenwechselrichters

kreisspannung U_{zk} oder die Masse. Damit werden pro Phase zwei zueinander invertierend arbeitende Schalter benötigt, was insgesamt sechs Schalter für einen dreiphasigen Wechselrichter notwendig macht. Die Schalter können mit IGBTs oder MOSFETs realisiert werden, wobei IGBTs aufgrund des vergleichsweise kleinen Kollektor-Emitter-Spannungsabfalls und einer hohen Sperrspannung (im Gegensatz zu MOSFETs) sehr gut für Antriebe mit hoher Nennleistung geeignet sind. Andererseits können MOSFETs, aufgrund der kurzen Ein- und Ausschaltdauer, mit einer deutlich höheren Schaltfrequenz arbeiten. Damit werden sie vorzugsweise für Kleinleistungsantriebe eingesetzt [6].

Bedingt durch die Anzahl von sechs Schaltern und unter Berücksichtigung der invertierten Logik der Schalter einer Phase kann ein dreiphasiger Zweistufenwechselrichter acht Schaltzustände annehmen (siehe Tab. 2.1). Jeder Schaltzustand erzeugt dabei einen Grundspannungsraumzeiger, wie in der Abb. 2.6 dargestellt. Der Betrag der Grundspannungsraumzeiger ist durch die Zwischenkreisspannung des Wechselrichters auf $U_{\max} = \frac{2}{3}U_{zk}$ begrenzt.

Wird die klassische FOC als Regelalgorithmus für eine PMSM verwendet, generiert die Stromregelung prinzipiell beliebige Spannungsraumzeiger, abhängig vom aktuellen Zustand der Maschine. Der berechnete Spannungsraumzeiger kann anschließend durch das schnelle Schalten zwischen benachbarten Grundspannungsraumzeigern sowie dem Nullraumzeiger nachgebildet werden. Für die Berechnung der Schaltzeitpunkte können verschiedene Modulationsverfahren verwendet werden, wobei in den meisten Fällen entweder die Sinus-

Tabelle 2.1: Schaltzustände eines dreiphasigen Wechselrichters

	S_1	S_2	S_3	u_α	u_β
\mathbf{u}_1	0	0	0	0	0
\mathbf{u}_2	1	0	0	$\frac{2}{3}U_{zk}$	0
\mathbf{u}_3	1	1	0	$\frac{1}{3}U_{zk}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}U_{zk}$
\mathbf{u}_4	0	1	0	$-\frac{1}{3}U_{zk}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}U_{zk}$
\mathbf{u}_5	0	1	1	$-\frac{2}{3}U_{zk}$	0
\mathbf{u}_6	0	0	1	$-\frac{1}{3}U_{zk}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}U_{zk}$
\mathbf{u}_7	1	0	1	$\frac{1}{3}U_{zk}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}U_{zk}$
\mathbf{u}_8	1	1	1	0	0

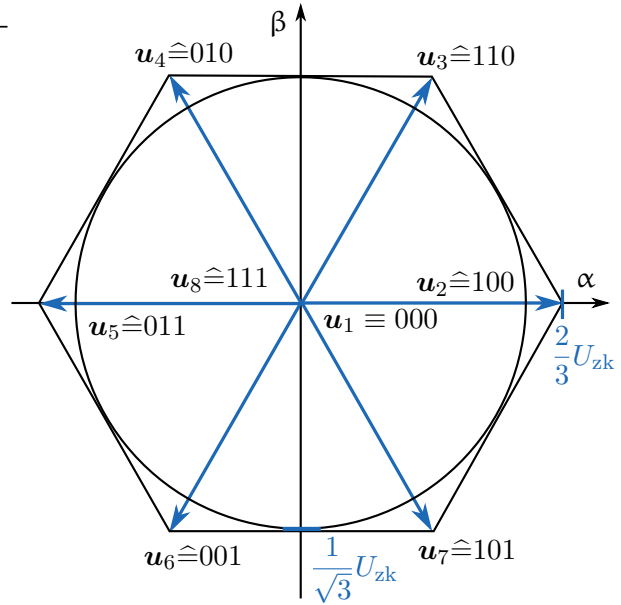


Abbildung 2.6: Grundspannungsraumzeiger im statorfesten Koordinatensystem

Dreieck-Modulation oder die Raumzeigermodulation (engl. Space Vector Modulation, kurz SVM) zum Einsatz kommt [7].

Wird die SVM als Modulationsmethode verwendet, kann jeder Spannungsraumzeiger innerhalb des in der Abb. 2.6 dargestellten Hexagons erzeugt werden. Der maximale Betrag des Spannungsraumzeigers variiert dabei jedoch, abhängig von seinem Winkel. Wird im Betrieb ein rotierender Spannungsraumzeiger mit maximalem Betrag gefordert, würde die volle Ausnutzung des Hexagons eine zusätzliche Oberschwingung in den Phasenspannungen hervorrufen. Um dies zu vermeiden, werden die auszugebenden Spannungsraumzeiger auf den innerhalb des Hexagon liegenden Kreis begrenzt. Damit kann mittels SVM ein Spannungsraumzeiger mit maximalem Betrag von $U_{SVM, \max} = \frac{1}{\sqrt{3}}U_{zk}$ erzeugt werden.

TEIL I

**MODELLBASIERTE PRÄDIKTIVE
REGELUNG FÜR PM
SYNCHRONMASCHINEN**

KAPITEL 3

Theorie der modellbasierten prädiktiven Regelung

Der Begriff *modellbasierte prädiktive Regelung* (engl. Model Predictive Control, kurz MPC) ist ein Sammelbegriff für eine Reihe von Regelalgorithmen, die folgende Eigenschaften aufweisen [8]:

- die Berechnung der zukünftigen Werte der Ausgangsgröße anhand des Modells der Regelstrecke
- die Minimierung eines Gütefunktions über die zukünftige Stellgrößentrajektorie
- die Ausgabe des ersten Werts der Stellgrößentrajektorie, wonach diese verworfen und im nächsten Abtastschritt neu berechnet wird (engl. *receding horizon principle*)

Zu den bekanntesten MPC Algorithmen gehören *Dynamik Matrix Control* (kurz DMC) [9], *Model Algorithmic Control* (kurz MAC) [10], *Generalized Predictive Control* (kurz GPC) [13] sowie die auf der Modellbeschreibung im Zustandsraum basierende MPC [11]. Sie alle weisen die oben beschriebenen Eigenschaften auf und unterscheiden sich in der mathematischen Modellbeschreibung der Regelstrecke. DMC basiert auf der Modellbeschreibung durch die Sprungantwortfunktion des Systems, während bei MAC das System mithilfe der Impulsantwortfunktion beschrieben wird. Bei beiden Ansätzen müssen damit die physikalischen Gleichungen der Regelstrecke nicht vorliegen. Allerdings sind sie, aufgrund der Modellbeschreibung durch die Aufnahme der Systemantwort, nur für stabile Systemen geeignet. Weiterhin benötigen sie für eine gute Regelperformance ausreichend viele Punkte der Systemantwort, was in ein Modell hoher Ordnung resultiert [12]. Dagegen basiert GPC auf der Modellbeschreibung durch die Übertragungsfunktion des Systems. Damit kann GPC auch für instabile bzw. grenzstabile Systeme verwendet werden. Gleiches gilt für die auf der Modellbeschreibung im Zustandsraum basierende MPC.

Die vier oben beschriebenen MPC Algorithmen gehören zu der Gruppe der modellbasierten prädiktiven Regelalgorithmen mit *unendlichem Stellgrößensatz* (engl. Continuous Control Set MPC, kurz CCS-MPC). Wie der Name andeutet, beziehen diese Regelalgorithmen alle Stellgrößenwerte innerhalb vorgegebener Grenzen in die Berechnung der optimalen Stellgrößentrajektorie ein. Dies resultiert in ein Optimierungsproblem, welches jeden Abtastschritt neu gelöst werden muss. Damit ist der Rechenaufwand dieser Regelalgorithmen

vergleichsweise hoch. Zudem setzt die Verwendung von CCS-MPC im Hinblick auf die Regelung der PMSM eine Spannungsmodulation wie z. B. die Raumzeigermodulation voraus.

Da die Erzeugung der Stellgrößen für die Regelung der PMSM ursprünglich diskreter Natur ist (ohne Spannungsmodulation können nur acht Spannungsraumzeiger erzeugt werden), erscheint eine andere Variante der modellbasierten prädiktiven Regelung, die MPC mit endlichem Stellgrößensatz (engl. Finite Control Set MPC, kurz FCS-MPC), als eine interessante Alternative. FCS-MPC Algorithmen gehen von einer endlichen Anzahl der Stellgrößen aus. Für jede mögliche Stellgröße wird die Systemantwort explizit berechnet und daraus der Wert der Kostenfunktion für diese Stellgröße ermittelt. Nachdem die Kostenfunktion für jede Stellgröße bestimmt wurde, wird die Stellgröße mit dem kleinsten resultierenden Wert der Kostenfunktion ausgegeben. Bei einem kleinen Stellgrößensatz (wie im Falle der Regelung einer PMSM) ist der Rechenaufwand damit überschaubar. Jedoch erfordert die FCS-MPC als Regelalgorithmus für die PM Synchronmaschine eine deutlich kleinere Abtastzeit gegenüber der PI-basierten FOC oder CCS-MPC, da nur ein Spannungsraumzeiger pro Abtastschritt ausgegeben wird und der Drehmomentrippel damit signifikant steigt. Die erlaubte minimale Abtastzeit ist jedoch oft durch die Nennfrequenz des Wechselrichters begrenzt, sodass insbesondere bei leistungsstarken Antrieben ein großer Drehmomentrippel unvermeidbar ist. Aus diesem Grund kommt in ersten Teil der vorliegenden Arbeit die Strategie der CCS-MPC als Regelung der PM Synchronmaschine zum Einsatz. Jedoch eignet sich der Ansatz der FCS-MPC besser, wenn eine Fehlertoleranz gegenüber einer offenen Phase erreicht werden soll, wie im Abschnitt 10.4 dargestellt. Entsprechend wird im Teil III die fehlertolerante MPC auf Basis der FCS-MPC entwickelt, sodass im Rahmen dieser Arbeit beide Ansätze Anwendung finden.

Als Basis für den in diesem Teil der Arbeit verwendeten CCS-MPC Ansatz kommt nachfolgend der GPC-Algorithmus zum Einsatz. Gegenüber der klassischen MPC im Zustandsraum bietet GPC, in Hinblick auf Antriebstechnik, mehrere Vorteile, die im darauffolgenden Kapitel zum Stand der Wissenschaft erläutert werden.

3.1 Generalized Predictive Control

Die Modellbeschreibung der Regelstrecke für den GPC-Algorithmus basiert auf dem aus der Systemidentifikation bekannten *Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average* (kurz CARIMA) Modell. Dieses ist in der Gleichung (3.1) dargestellt:

$$\mathbf{A}(z^{-1})\mathbf{y}(kT_a) = \mathbf{B}(z^{-1})\mathbf{u}((k-1)T_a) + \mathbf{D}(z^{-1})\mathbf{v}(kT_a) + \mathbf{T}(z^{-1})\frac{\boldsymbol{\xi}(kT_a)}{\Delta} \quad (3.1)$$

mit $\Delta = 1 - z^{-1}$, wobei $\mathbf{y}(kT_a)$ den Ausgangsgrößenvektor zum Zeitpunkt $t = kT_a$ darstellt, $\mathbf{u}(kT_a)$ den Stellgrößenvektor, $\mathbf{v}(kT_a)$ den Vektor mit den messbaren Störungen und $\boldsymbol{\xi}(kT_a)$ das weiße Rauschen. Zum Zwecke der Übersichtlichkeit werden nachfolgend die Abtastzeitpunkte kT_a mit k abgekürzt.

Ausgehend von der Gleichung (3.1) und unter der Annahme, dass sich die messbaren Störungen innerhalb des Prädiktionshorizonts nicht ändern, kann die Prädiktionsgleichung

für die zukünftige Trajektorie des Ausgangsgrößenvektors aufgestellt werden (die komplette Herleitung der GPC findet sich in der Originalschrift von Clarke *et. al.* in [13] und [14]):

$$\hat{\mathbf{y}}(k+j) = \underbrace{\mathbf{G}_j(z^{-1})\Delta\mathbf{u}(k+j-1)}_{\text{erzwungene Systemantwort}} + \underbrace{\mathbf{T}_j(z^{-1})\Delta\mathbf{u}^f(k-1) + \mathbf{\Theta}_j(z^{-1})\Delta\mathbf{v}^f(k) + \mathbf{F}_j(z^{-1})\mathbf{y}^f(k)}_{\text{freie Systemantwort}} \quad (3.2)$$

wobei

$$\Delta\mathbf{u}^f(k-1) = \frac{\Delta\mathbf{u}(k-1)}{\mathbf{T}(z^{-1})}, \quad \Delta\mathbf{v}^f(k) = \frac{\Delta\mathbf{v}(k)}{\mathbf{T}(z^{-1})}, \quad \mathbf{y}^f(k) = \frac{\mathbf{y}(k)}{\mathbf{T}(z^{-1})}.$$

Da die Ordnung der Polynommatrix $\mathbf{G}_j(z^{-1})$ kleiner als j ist, wird der erste Term der Prädiktionsgleichung ausschließlich aus dem aktuellen und zukünftigen Werten des Stellgrößenvektors berechnet. Damit bildet dieser Term die erzwungene Antwort des Systems. Die restlichen Terme der Prädiktionsgleichung berechnen sich aus den vergangenen Werten der Stell-, Ausgangs- und Störgrößen und bilden entsprechend die freie Systemantwort.

Wie in [8] hergeleitet, hat die Polynommatrix $\mathbf{T}(z^{-1})$ keinen Effekt auf die Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises. Dagegen beeinflusst $\mathbf{T}(z^{-1})$ die Störungsübertragungsfunktion in der Weise, dass nicht gemessene Störungen über $1/\mathbf{T}(z^{-1})$ gefiltert werden. Damit liegt es nahe, $\mathbf{T}(z^{-1})$ als ein im Regelkreis integriertes Filter zu betrachten und die Matrixparameter entsprechend hinsichtlich der Filterfunktion auszuwählen.

Ausgehend von einem Prädiktionshorizont N_p resultiert die Gleichung (3.2) in N_p Gleichungen, die in der Vektorform wie folgt dargestellt werden können:

$$\hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{U} + \mathbf{FT}\mathbf{\Theta} \cdot \mathbf{YUV}^f = \mathbf{G} \cdot \mathbf{U} + \mathbf{F} \quad (3.3)$$

$$\text{wobei } \hat{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}}(k+1) \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{y}}(k+N_p) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{u}(k) \\ \vdots \\ \Delta\mathbf{u}(k+N_c-1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{YUV}^f = \begin{bmatrix} \mathbf{y}^f(k) \\ \vdots \\ \mathbf{y}^f(k-n_a) \\ \Delta\mathbf{u}^f(k-1) \\ \vdots \\ \Delta\mathbf{u}^f(k-n_b) \\ \Delta\mathbf{v}^f(k) \\ \vdots \\ \Delta\mathbf{v}^f(k-n_d+1) \end{bmatrix}$$

n_a, n_b, n_d : die Ordnung der Polynommatrizen $\mathbf{A}(z^{-1}), \mathbf{B}(z^{-1}), \mathbf{D}(z^{-1})$

N_c : Stellgrößenhorizont

Die Gleichung (3.3) stellt damit die Endversion der im Rahmen von GPC verwendeten Prädiktionsgleichung für die zukünftigen Werte des Ausgangsgrößenvektors. In die Prädiktion fließen die vergangenen Werte der Ausgangsgrößen, der Stellgrößen sowie der messbaren Störgrößen, was eine hohe Genauigkeit der Prädiktion ermöglicht. Zudem wird der Einfluss der Modellgenauigkeiten sowie des Sensorrauschens auf die Prädiktion durch

die eingebaute Filterung verkleinert.

Wie alle MPC Ansätze bestimmt der GPC-Algorithmus die optimale Stellgrößentrajektorie über die Minimierung eines Gütefunktional, welches bei GPC wie folgt definiert ist:

$$J = (\mathbf{Y} - \mathbf{W})^T(\mathbf{Y} - \mathbf{W}) + \lambda \mathbf{U}^T \mathbf{U} \quad (3.4)$$

wobei \mathbf{W} die Sollgrößentrajektorie darstellt:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}(k+1) \\ \vdots \\ \mathbf{w}(k+N_p) \end{bmatrix}$$

Über die Minimierung des in der Gleichung (3.4) definierten Gütefunktional wird damit nach einer Stellgrößentrajektorie gesucht, die die quadratische Fläche zwischen der Sollgrößentrajektorie und der sich einstellenden Trajektorie der Ausgangsgrößen minimiert. Zusätzlich wird der dazu notwendige Aufwand durch den zweiten Term des Gütefunktional in die Berechnung einbezogen.

Durch das Einsetzen der Gleichung (3.3) in die Gleichung (3.4) kann das Gütefunktional wie folgt umgeschrieben werden:

$$J = \frac{1}{2} \mathbf{U}^T \mathbf{H} \mathbf{U} + \mathbf{B}^T \mathbf{U} + f_0 \quad (3.5)$$

wobei gilt:

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= 2(\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}) \\ \mathbf{B}^T &= 2(\mathbf{F} - \mathbf{W})^T \mathbf{G} \\ f_0 &= (\mathbf{F} - \mathbf{W})^T (\mathbf{F} - \mathbf{W}) \end{aligned}$$

Die Gleichung (3.5) stellt die Endversion des von GPC verwendeten Gütefunktional. Dieses wird für die Berechnung der optimalen Stellgrößentrajektorie in jedem Abtastschritt über \mathbf{U} minimiert. Anschließend wird der erste Wert von \mathbf{U} an die Regelstrecke ausgegeben, wonach die berechnete Stellgrößentrajektorie verworfen wird und im nächsten Abtastschritt neu optimiert.

3.2 Berücksichtigung der Systemgrößenbeschränkungen in GPC

Bestehende Systemgrößenbeschränkungen können im GPC-Algorithmus direkt in die Berechnung der Stellgrößentrajektorie einbezogen werden. Dabei kann zwischen vorhandenen Stellgrößenbeschränkungen und gewünschten Zustandsgrößenbegrenzungen unterschieden werden. Eine Stellgrößenbeschränkung ist durch den maximal erreichbaren Wert der Stellgröße gegeben, höhere Werte können vom Stellglied nicht erzeugt werden. Entsprechend sind Stellgrößenwerte über der Beschränkung nicht unzulässig, sondern nicht erreichbar.

Dagegen stellt die Zustandsgrößenbegrenzung eine Notwendigkeit dar, bestimmte Zustandsgrößen zu limitieren, da sonst das System geschädigt werden kann. Ohne aktive Begrenzung können entsprechend höhere Werte der Zustandsgrößen erreicht werden, was vermieden werden soll.

Im ersten Schritt soll dargestellt werden, wie mögliche Stellgrößenbeschränkungen im Regelalgorithmus als Nebenbedingungen des Gütefunktional berücksichtigt werden können. Dafür müssen sie zunächst mathematisch definiert werden:

$$\begin{aligned}
 \underline{\mathbf{u}} - \mathbf{u}(k-1) &\leq \Delta \mathbf{u}(k) \leq \bar{\mathbf{u}} - \mathbf{u}(k-1) \\
 \underline{\mathbf{u}} - \mathbf{u}(k-1) &\leq \Delta \mathbf{u}(k) + \Delta \mathbf{u}(k+1) \leq \bar{\mathbf{u}} - \mathbf{u}(k-1) \\
 &\vdots \\
 \underline{\mathbf{u}} - \mathbf{u}(k-1) &\leq \Delta \mathbf{u}(k) + \dots + \Delta \mathbf{u}(k+N_c-1) \leq \bar{\mathbf{u}} - \mathbf{u}(k-1)
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

Dabei bilden $\underline{\mathbf{u}}$ bzw. $\bar{\mathbf{u}}$ die untere bzw. die obere Grenze der zulässigen Stellgrößen. Anschließend lassen sich die Nebenbedingungen wie folgt in der Vektorform darstellen:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ -\mathbf{A} \end{bmatrix} \mathbf{U} \leq \begin{bmatrix} \mathbf{I}(\bar{\mathbf{u}} - \mathbf{u}(k-1)) \\ -\mathbf{I}(\underline{\mathbf{u}} - \mathbf{u}(k-1)) \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

Dabei ist \mathbf{A} eine Dreiecksmatrix, bestehend aus den Elementen $\mathbf{1}$ und $\mathbf{0}$. Diese sind quadratische Matrizen, da allgemein von einem System mit mehreren Eingängen ausgegangen wird und $\Delta \mathbf{u}$ einen Vektor darstellt:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ & & \vdots & & & \\ \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{1} & \dots & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} \\ \mathbf{1} \\ \mathbf{1} \\ \vdots \\ \mathbf{1} \end{bmatrix}$$

Mit den in der Gleichung (3.7) aufgestellten Nebenbedingungen für Stellgrößenbeschränkungen kann das in der Gleichung (3.5) definierte Gütefunktional der GPC zu einem quadratischen Programm (kurz QP) mit Ungleichungs-Nebenbedingungen erweitert werden:

$$\begin{aligned}
 \text{Minimiere } J &= \frac{1}{2} \mathbf{U}^T \mathbf{H} \mathbf{U} + \mathbf{B}^T \mathbf{U} + f_0 \\
 \text{unter den Nebenbedingungen } &\begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ -\mathbf{A} \end{bmatrix} \mathbf{U} \leq \begin{bmatrix} \mathbf{I}(\bar{\mathbf{u}} - \mathbf{u}(k-1)) \\ -\mathbf{I}(\underline{\mathbf{u}} - \mathbf{u}(k-1)) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Im nächsten Schritt soll das QP in der Gleichung (3.8) um weitere Nebenbedingungen für eventuell notwendige Zustandsgrößenbegrenzungen erweitert werden. Dafür muss jede der zu begrenzenden Zustandsgrößen als Funktion des Stellgrößenvektors dargestellt und über den Prädiktionshorizont vorhergesagt werden. Dies stellt sicher, dass die Begrenzungen über den gesamten Prädiktionshorizont eingehalten werden. Für die Entwicklung der Zustandsprädiktion ist es dabei naheliegend, den gleichen Ansatz zu wählen wie bei der Entwicklung der Ausgangsprädiktionsgleichung, beschrieben durch die Gleichungen (3.1) bis

(3.3). Entsprechend muss der mathematische Zusammenhang zwischen den zu begrenzenden Zustandsgrößen und dem Stellgrößenvektor als CARIMA-Modell dargestellt werden. Davon ausgehend kann die Prädiktionsgleichung für die zu begrenzenden Zustandsgrößen, analog zu der Gleichung (3.3) wie folgt dargestellt werden:

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{G}_x \mathbf{U} + \mathbf{F}_x \quad (3.9)$$

Ausgehend von der Gleichung (3.9) können nun die Nebenbedingungen für Zustandsbegrenzung definiert werden:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}} &= \mathbf{G}_x \mathbf{U} + \mathbf{F}_x \leq \overline{\mathbf{X}} \\ \hat{\mathbf{X}} &= \mathbf{G}_x \mathbf{U} + \mathbf{F}_x \geq \underline{\mathbf{X}} \end{aligned} \quad (3.10)$$

wobei $\overline{\mathbf{X}} = [\overline{x}(k+1) \quad \overline{x}(k+2) \quad \overline{x}(k+N_p)]^T$ die oberen und $\underline{\mathbf{X}}$ die unteren Grenzen der betrachteten Zustandsgrößen über N_p darstellen. Anschließend kann die Gleichung (3.10) in die für QP erforderliche Form gebracht werden:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_x \mathbf{U} &\leq \overline{\mathbf{X}} - \mathbf{F}_x \\ -\mathbf{G}_x \mathbf{U} &\leq -\underline{\mathbf{X}} + \mathbf{F}_x \end{aligned} \quad (3.11)$$

Damit erweitert sich das QP in der Gleichung (3.8) zu:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{U}} J &= \frac{1}{2} \mathbf{U}^T \mathbf{H} \mathbf{U} + \mathbf{B}^T \mathbf{U} + f_0 \\ \text{u. d. N.} \quad \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ -\mathbf{A} \\ \mathbf{G}_x \\ -\mathbf{G}_x \end{bmatrix} \mathbf{U} &\leq \begin{bmatrix} \mathbf{I}(\overline{\mathbf{u}} - \mathbf{u}(k-1)) \\ -\mathbf{I}(\underline{\mathbf{u}} - \mathbf{u}(k-1)) \\ \overline{\mathbf{X}} - \mathbf{F}_x \\ -\underline{\mathbf{X}} + \mathbf{F}_x \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Das QP in der Gleichung (3.12) bildet das Herzstück des GPC-Algorithmus. Mit der Lösung des quadratischen Programms bestimmt GPC die optimale Stellgrößentrajektorie, welche innerhalb des vorgegebenen Prädiktionshorizonts die kleinste quadratische Fläche zwischen der Soll- und der Isttrajektorie des Ausgangsgrößenvektors erzeugt, dabei innerhalb des zulässigen Stellgrößenbereichs liegt und in die innerhalb der definierten Begrenzung liegenden Zustandsgrößen resultiert.

3.3 Lösung des QPs mit Nebenbedingungen

Die Parameter des quadratischen Programms im GPC-Algorithmus ändern sich in jedem Abtastschritt, sodass das QP online gelöst werden muss. Dafür stehen verschiedene numerische Algorithmen zur Verfügung. In diesem Zusammenhang muss beachtet werden, dass die Lösung des QPs den rechenintensivsten Teil der GPC darstellt. Damit ist die Wahl des richtigen Lösungsalgorithmus essentiell für die Echtzeitfähigkeit der GPC.

Im Bereich der modellbasierten prädiktiven Regelung kommen für die Lösung des QPs vorwiegend drei Lösungsmethoden zum Einsatz: die Active-Set Methode, die Interior-Point Methode und der Ansatz der dualen QP Formulierung [15]. Die Active-Set Algorith-

men arbeiten nach folgendem Schema: sie prüfen iterativ, welche Nebenbedingungen im Bezug auf die Lösung aktiv sind und welche inaktiv. Inaktive Nebenbedingungen werden verworfen, während aktive Nebenbedingungen als Gleichungs-Nebenbedingungen angenommen werden. Dadurch vereinfacht sich die Problemstellung zu einem QP mit Gleichungs-Nebenbedingungen:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{U}} J(\mathbf{U}) &= \frac{1}{2} \mathbf{U}^T \mathbf{H} \mathbf{U} + \mathbf{B}^T \mathbf{U} + f_0 \\ \text{u. d. N. } \mathbf{M}_{\text{act}} \mathbf{U} &= \mathbf{m}_{\text{act}} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Dieses kann mit dem Ansatz der Lagrange-Multiplikatoren gelöst werden. Dazu wird die Lagrange-Funktion wie folgt definiert:

$$L = J(\mathbf{U}) + \boldsymbol{\Lambda}^T (\mathbf{M}_{\text{act}} \mathbf{U} - \mathbf{m}_{\text{act}}) \quad (3.14)$$

Die Lagrange-Funktion wird partiell nach \mathbf{U} und $\boldsymbol{\Lambda}$ abgeleitet und die Gradienten = 0 gesetzt (eine ausführliche Herleitung des Ansatzes der Lagrange-Multiplikatoren findet sich z. B. in [16]). Die Lösung des sich daraus resultierenden Gleichungssystems wird anschließend auf die Erfüllung der Karush-Kuhn-Tucker (kurz KKT) Bedingungen geprüft. Diese stellen die notwendigen Bedingungen für die Lösung eines nichtlinearen Optimierungsproblems dar. Werden die KKT-Bedingungen nicht erfüllt, muss der Satz der aktiven Nebenbedingungen überarbeitet und die Prozedur wiederholt werden. Eine ausführliche Herleitung der wichtigsten Algorithmen auf Basis des Active-Set Prinzips findet sich z. B. in [16].

Für die Lösung des QPs im Rahmen dieser Arbeit wird jedoch die *Hildreth's Quadratic Programming Procedure* (nachfolgend als Hildreth's QP Algorithmus bezeichnet) verwendet. Der Hildreth's QP Algorithmus wurde zum ersten Mal in [17] vorgestellt und basiert auf der Beschreibung des QPs als ein duales Problem. Dafür wird das ursprüngliche (primale) Optimierungsproblem wie folgt umformuliert:

$$\max_{\boldsymbol{\Lambda} \geq 0} [\min_{\mathbf{U}} [J(\mathbf{U}) + \boldsymbol{\Lambda}^T (\mathbf{M} \mathbf{U} - \mathbf{m})]] \quad (3.15)$$

Die Minimierung über \mathbf{U} ist unbeschränkt und hat damit die Lösung:

$$\mathbf{U} = -\mathbf{H}^{-1} (\mathbf{B} + \mathbf{M}^T \boldsymbol{\Lambda}) \quad (3.16)$$

Wird die Gleichung (3.16) in (3.15) eingesetzt, kann das duale Optimierungsproblem wie folgt dargestellt werden:

$$\min_{\boldsymbol{\Lambda} \geq 0} \left[\frac{1}{2} \boldsymbol{\Lambda}^T \mathbf{H}_{\lambda} \boldsymbol{\Lambda} + \mathbf{B}_{\lambda}^T \boldsymbol{\Lambda} + \frac{1}{2} \mathbf{m}^T \mathbf{H}^{-1} \mathbf{m} \right] \quad (3.17)$$

wobei gilt:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\lambda} &= \mathbf{M} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{M}^T \\ \mathbf{B}_{\lambda} &= \mathbf{m} + \mathbf{M} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{B} \end{aligned}$$

Das duale Optimierungsproblem in der Gleichung (3.17) ist noch immer ein QP, aber die Ungleichungs-Nebenbedingungen vereinfachen sich zu $\mathbf{A} \geq 0$. Anschließend wird das duale QP mittels Hildreth's QP Algorithmus gelöst. Dieser ist auf die spezielle Form der Nebenbedingungen im dualen QP optimiert.

Im Gegensatz zu dem auf der primalen QP Formulierung basierenden Active-Set Ansatz, wo die optimale Lösung nach einer endlichen Anzahl der Iterationen erreicht wird, nähert sich der Hildreth's QP Algorithmus der optimalen Lösung asymptotisch. Aus diesem Grund wird als Abbruchbedingung das Erreichen einer festgelegten Anzahl der Iterationsschritte definiert. Damit weicht die vom Hildreth's QP Algorithmus berechnete Lösung von der optimalen Lösung des QPs ab. Jedoch ist der Fehler bei einer ausreichenden Anzahl der Iterationsschritte vernachlässigbar [12].

Der große Vorteil des Hildreth's QP Algorithmus besteht darin, auch mit einer großen Anzahl von Nebenbedingungen schnell in die Nähe der optimalen Lösung zu gelangen. Damit eignet sich der Hildreth's QP Algorithmus gut für Lösung des QPs innerhalb der modellbasierten prädiktiven Regelung, wo für eine gute Performance unter Umständen ein großer Stellgrößenhorizont benötigt wird.

KAPITEL 4

Stand der Wissenschaft in Bezug auf den Einsatz der MPC für PMSM

Die Idee, modellbasierte prädiktive Regelung als Regelstrategie für elektrische Antriebe einzusetzen, ist nicht neu. Die ersten Ansätze wurden bereits vor über zehn Jahren Mitte der 2000-er vorgestellt. So wurde in [18] im Rahmen einer Dissertation im ersten Teil eine Stromregelung für eine Asynchronmaschine auf Basis von GPC entwickelt, jedoch ohne Berücksichtigung der Spannungsbeschränkung durch die Regelung (was aber einen signifikanten Vorteil der MPC gegenüber klassischen Regelalgorithmen darstellt). Anschließend wurde im zweiten Teil die Strategie einer FCS-MPC mit einem Stellgrößenhorizont $N_c > 1$ ebenfalls als Stromregelung für eine Asynchronmaschine untersucht. In [19] wurde eine auf der MPC-Beschreibung im Zustandsraum basierende direkte Drehzahlregelung für eine PMSM unter Berücksichtigung der Spannungs- und Strombeschränkung vorgestellt. Zur Lösung des resultierenden QPs wurde dabei der Ansatz *Multiparametric Quadratic Programming* [20] verwendet. Obwohl die Arbeit den entworfenen Regelalgorithmus sehr gut beschreibt und analysiert, findet im Anschluss leider kein aussagekräftiger Vergleich der entwickelten MPC mit dem goldenen Standard der Antriebsregelung, der PI-basierten FOC.

In den darauffolgenden Jahren wurde eine Vielzahl von Arbeiten zum Thema MPC als Antriebsregelung vorgestellt. Diese können nach den beiden Prinzipien der CCS-MPC und FCS-MPC unterteilt werden. In Bezug auf CCS-MPC konzentrierte sich die geleistete Forschungsarbeit überwiegend auf den Entwurf und Analyse von Strom- bzw. Drehmomentregelalgorithmen. So wurde in [21] eine kaskadierte Drehzahlregelung mit einem modellbasierten prädiktiven Stromregler in der inneren Schleife und einem PI-Regler als Drehzahlregler in der äußeren Schleife entwickelt. Die Spannungs- und Strombeschränkung wurden dabei mittels polytopischer Approximation durch einen Oktagon berücksichtigt. Eine Stromregelung mit MPC für eine IPMSM wurde in [22] vorgestellt, wobei das Gütefunktional samt Nebenbedingungen zu einem linearen Programm vereinfacht wurde und mit dem Ansatz *Multiparametric Linear Programming* in Echtzeit gelöst wird, was jedoch zu einer Einschränkung des Prädiktionshorizonts auf nur einen Abtastschritt führt. Ebenfalls eine Variante der modellbasierten prädiktiven Stromregelung für eine IPMSM wurde in [23] entwickelt, wobei zur Lösung des QPs verschiedene numerische Algorithmen in Bezug

auf die Rechenzeit gegeneinander verglichen werden.

Auch einige auf CCS-MPC basierende Regelalgorithmen zur direkten Drehzahlregelung wurden vorgestellt. So wurde in [24] die Drehzahlregelung für eine PMSM auf Basis klassischer MPC im Zustandsraum entwickelt, wobei das resultierende QP mit dem Hildreth's QP Algorithmus gelöst wird. In [25] wurde ein MPC-Algorithmus für einen bürstenlosen Gleichstrommotor entwickelt, welcher die Überschreitung der maximal erlaubten Stromstärke direkt im Gütefunktional berücksichtigt und so eine explizite Strombegrenzung durch Nebenbedingungen umgeht. Dadurch kann die Optimierung mittels eines einfachen Liniensuchverfahrens erfolgen.

Aus naheliegenden Gründen kann an dieser Stelle nicht jede Vorarbeit einzeln vorgestellt werden. Jedoch findet der interessierte Leser eine Auswahl weiterer empfehlenswerter Arbeiten zum Thema Regelung elektrischer Antriebe mit CCS-MPC in [26] bis [31]. Außerdem, da sich der erste Teil der Dissertation mit CCS-MPC beschäftigt, findet ein Überblick zu den Arbeiten mit FCS-MPC erst im dritten Teil der vorliegenden Arbeit statt.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass obwohl viele interessante Arbeiten in Bezug auf den Einsatz der MPC in der elektrischen Antriebstechnik publiziert wurden, eine Regelstrategie bisher in keiner Arbeit erwähnt wird: die direkte Positionsregelung mit MPC. Dabei erscheint die modellbasierte prädiktive Regelung als Positionsregelung z. B. einer PM Synchronmaschine sehr vielversprechend, da neben der direkten Berücksichtigung der zur Verfügung stehenden Zwischenkreisspannung auch die Information über die maximal erlaubten Phasenströme sowie eine unter Umständen notwendige Vermeidung der Positionsüberschwingung direkt in die Berechnung der optimalen Stellgrößentrajektorie einbezogen werden kann. Weiterhin fällt auf, dass alle bisher vorgestellten MPC-Algorithmen zur Strom/Drehmoment- bzw. Drehzahlregelung mit Berücksichtigung der Systemgrößenbeschränkungen auf dem MPC-Ansatz im Zustandsraum basieren. Dabei bietet GPC mehrere, wenn auch nicht entscheidende Vorteile in Hinblick auf die Antriebsregelung. Zunächst basiert der GPC-Ansatz auf der Beschreibung der Regelstrecke mittels Übertragungsfunktion, welche insbesondere in der industriellen Antriebstechnik aufgrund der vorherrschenden Stellung der PI-basierten FOC bestens bekannt ist. Weiterhin, sollten die Parameter der Regelstrecke unbekannt oder zeitvariant sein, eignet sich das dem GPC-Ansatz zugrunde liegende CARIMA-Modell optimal zur direkten Systemidentifikation, auch online. Abschließend weist GPC eine bereits im Ansatz innewohnende Filterung von Störungen wie Modellabweichungen, deren Realisierung im Falle der zustandsraumbasierten MPC eine Erweiterung des Modells benötigt. Der erste Teil der vorliegenden Arbeit soll diese Lücke schließen. Dafür wird zunächst im kommenden Kapitel die Stromregelung einer PMSM unter Berücksichtigung der Stellgrößenbeschränkungen anhand des klassischen GPC-Ansatzes entworfen. Anschließend wird im darauffolgenden Kapitel eine direkte Positionsregelung der PMSM unter Beachtung aller Systemgrößenbeschränkungen entwickelt. Die Entwicklung der Stromregelung mit GPC, wenngleich nicht absolut neu (wie zuvor erwähnt gibt es einige Arbeiten zum Thema modellbasierte Stromregelung, allerdings alle im Zustandsraum), soll dabei zu einem tieferen Verständnis der Anwendung von GPC als Regelstrategie für elektrische Antriebe beitragen, bevor der wissenschaftlich neue Ansatz der direkten Positionsregelung vorgestellt wird.

KAPITEL 5

Stromregelung der PMSM mit GPC

5.1 Aufstellen des CARIMA-Modells

Für die Implementierung des GPC-Algorithmus als Stromregelung einer PMSM muss im ersten Schritt das CARIMA-Modell des Motors aufgestellt werden. Dafür werden die Gleichungen (2.9) und (2.10), die den elektrischen Teil der PMSM beschreiben, in den Laplace-Bereich transformiert und nach $[I_d(s) \ I_q(s)]^T$ umgestellt:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{sL_d + R_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{sL_q + R_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d(s) \\ U_q(s) \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{L_q}{sL_d + R_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-L_d}{sL_q + R_s} & \frac{-\Psi_{PM}}{sL_q + R_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q\Omega_e(s) \\ I_d\Omega_e(s) \\ \Omega_e(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.1)$$

wobei $\begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \end{bmatrix} = \mathbf{y}(s)$, $\begin{bmatrix} U_d(s) \\ U_q(s) \end{bmatrix} = \mathbf{u}(s)$, $\begin{bmatrix} I_d\Omega_e(s) \\ I_q\Omega_e(s) \\ \Omega_e(s) \end{bmatrix} = \mathbf{v}(s)$.

An dieser Stelle muss der Störgrößenvektor \mathbf{v} genauer betrachtet werden. Dieser setzt sich nach Gleichung (5.1) aus ω_e , i_d und i_q zusammen. Im Regelbetrieb geht der GPC-Algorithmus davon aus, dass sich \mathbf{v} über den Prädiktionshorizont nicht ändert. Dabei kann ω_e innerhalb des Prädiktionshorizonts tatsächlich als konstant angenommen werden, da sie eine mechanische Größe darstellt und sich aus elektrischer Sicht nur langsam ändert. Dies gilt jedoch nicht für i_d und i_q . Damit wäre die in der Gleichung (5.1) gewählte Formulierung des Störgrößenvektors ungünstig. Das Problem lässt sich jedoch umgehen, indem die d- und q-Achse durch eine Störgrößenaufschaltung entkoppelt werden (s. Abb. 5.1).

Damit vereinfacht sich die Gleichung (5.1) zu:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}(s)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{sL_d + R_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{sL_q + R_s} \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}(s)} \underbrace{\begin{bmatrix} U_d(s) \\ U_q(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}(s)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-\Psi_{PM}}{sL_q + R_s} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}(s)} \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \Omega_e(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{v}(s)} \quad (5.2)$$

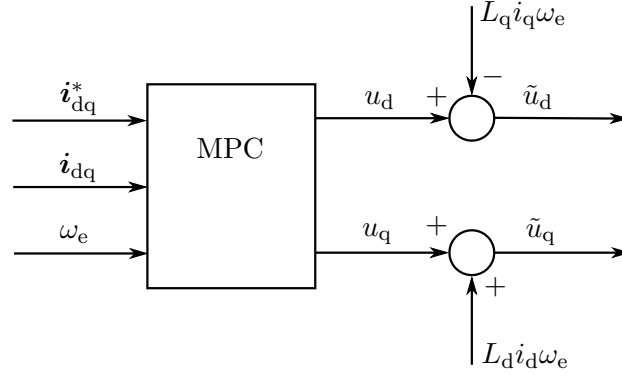


Abbildung 5.1: Entkopplung der d- und q-Achse durch Störgrößenaufschaltung

Dabei stellt $\mathbf{G}(s)$ die Führungsübertragungsmatrix und $\mathbf{H}(s)$ die Störungsübertragungsmatrix dar. Weiterhin ist die Erweiterung des Störgrößenvektors um das Null-Element notwendig, da der Ausgangsgrößenvektor \mathbf{y} , der Stellgrößenvektor \mathbf{u} und der Störgrößenvektor \mathbf{v} durch die gleiche Matrix \mathbf{T} gefiltert werden (s. Gleichung (3.2)) und somit die gleiche Dimension aufweisen müssen.

Im nächsten Schritt wird die Gleichung (5.2) mithilfe der sprungantwortinvarianten z-Transformation in den z-Bereich transformiert:

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{G}(z^{-1})\mathbf{u}(k) + \mathbf{H}(z^{-1})\mathbf{v}(k) \quad (5.3)$$

$$\text{wobei } \mathbf{G}(z^{-1}) = (1 - z^{-1})\mathcal{Z} \left\{ \frac{\mathbf{G}(s)}{s} \right\}, \quad \mathbf{H}(z^{-1}) = (1 - z^{-1})\mathcal{Z} \left\{ \frac{\mathbf{H}(s)}{s} \right\}$$

Anschließend wird die Gleichung (5.3) mit $\Delta = 1 - z^{-1}$ multipliziert und die Laufzeit des Mikrocontrollers durch die Multiplikation des Stellgrößenvektors mit z^{-1} berücksichtigt:

$$\begin{aligned} \Delta\mathbf{y}(k) &= \mathbf{G}(z^{-1})z^{-1}\Delta\mathbf{u}(k) + \mathbf{H}(z^{-1})\Delta\mathbf{v}(k) = \\ &= \mathbf{G}(z^{-1})\Delta\mathbf{u}(k-1) + \mathbf{H}(z^{-1})\Delta\mathbf{v}(k) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Die für das CARIMA-Modell benötigten Polynommatrizen $\mathbf{A}(z^{-1})$, $\mathbf{B}(z^{-1})$ und $\mathbf{D}(z^{-1})$ können schließlich aus $\mathbf{G}(z^{-1})$ und $\mathbf{H}(z^{-1})$ berechnet werden:

$$\mathbf{G}(z^{-1}) = \mathbf{A}^{-1}(z^{-1})\mathbf{B}(z^{-1}) \quad (5.5)$$

$$\mathbf{H}(z^{-1}) = \mathbf{A}^{-1}(z^{-1})\mathbf{D}(z^{-1}) \quad (5.6)$$

Alternativ kann die Entkopplung der d- und q-Achse durch Störgrößenaufschaltung vermieden werden, indem ω_e als ein zeitvarianter Parameter in die Führungsübertragungsmatrix aufgenommen wird. Dies jedoch hat den Nachteil, dass das CARIMA-Modell (und damit die Matrix \mathbf{H} aus dem QP) jeden Abtastschritt aktualisiert werden muss, was eine Erhöhung der Rechenlast zur Folge hat.

5.2 Berücksichtigung der Spannungsbeschränkung

Der von der Regelung als Stellgrößenvektor berechnete Spannungsraumzeiger \mathbf{u}_{dq} unterliegt einer durch die endliche Zwischenkreisspannung des Wechselrichters gegebenen Beschränkung. Diese hängt von der Art der Modulation ab. Im ersten Teil dieser Arbeit wird die Raumzeigermodulation als Modulationsmethode verwendet, sodass die Spannungsbeschränkung mathematisch wie folgt definiert werden kann:

$$u_d^2 + u_q^2 \leq \left(\frac{U_{zk}}{\sqrt{3}} \right)^2 \quad (5.7)$$

Die Ungleichung (5.7) weist eine quadratische Form auf, wogegen der klassische GPC-Algorithmus ausschließlich lineare Nebenbedingungen zulässt (s. Gleichung (3.8)). Dieses Problem wurde gelöst, indem die kreisförmige Spannungsbeschränkung durch einen Oktagon approximiert wurde, wie in der Abb. 5.2 verdeutlicht. Die dadurch entstehenden acht lineare Nebenbedingungen stellen einen Kompromiss zwischen der Genauigkeit der Kreisapproximation und der notwendigen Rechenzeit dar.

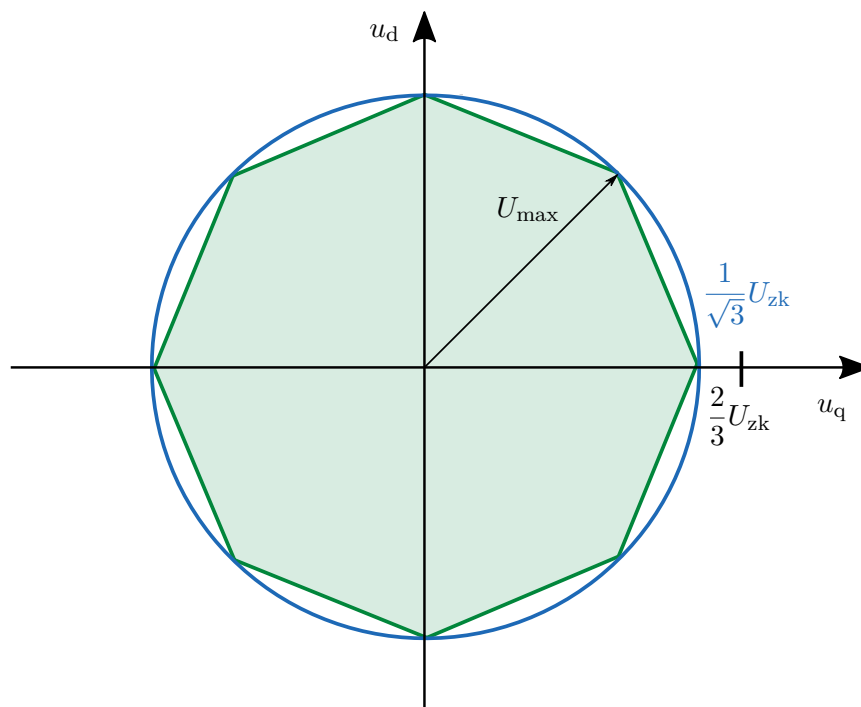


Abbildung 5.2: Graphische Darstellung der vorhandenen Spannungsbeschränkung und ihrer polytopischen Approximation

5.3 Beschreibung des Motorprüfstands

Für die experimentelle Verifizierung der entwickelten Algorithmen wurde im Rahmen dieser Arbeit ein eigener Motorprüfstand aufgebaut. Der Prüfstand ist in der Abb. 5.3 dargestellt und besteht aus einer Antriebsmaschine und einer Lastmaschine, wobei jede von einem Zweipunkt-Wechselrichter betrieben wird und einen optischen Encoder zur Positionserfassung besitzt. Die Antriebsmaschine und die Lastmaschine werden dabei

durch zwei identische PMSMs mit Oberflächenmagneten realisiert. Als Regelstrategie für

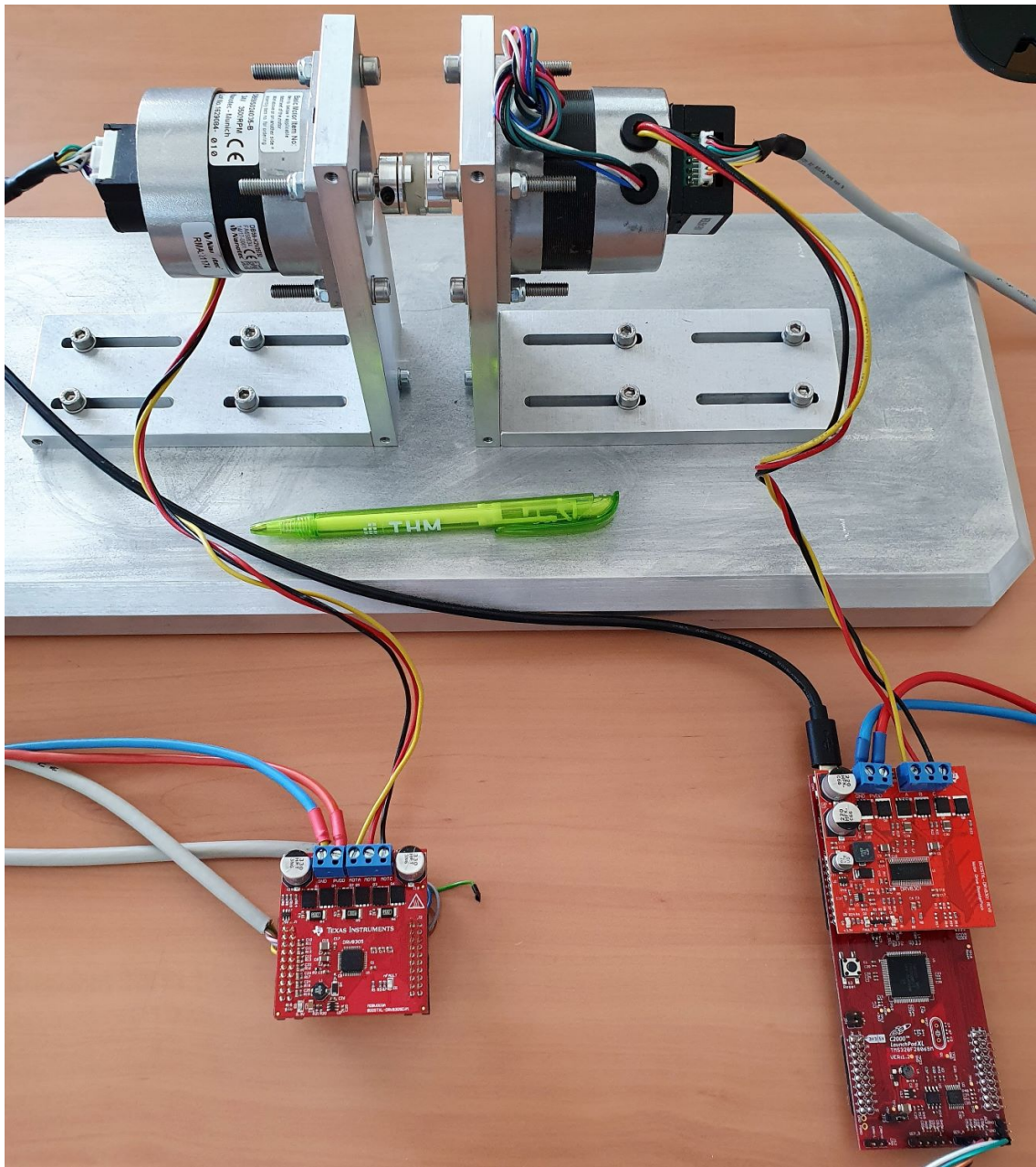


Abbildung 5.3: Entwickelter Motorprüfstand

die Lastmaschine kommt die PI-basierte feldorientierte Regelung zum Einsatz, welche auf dem TMS32F28069M DSP vom Texas Instruments läuft. Dagegen werden die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Regelalgorithmen auf einem Rapid Control Prototyping System von dSPACE, dem DS1104 realisiert. Alle relevanten Parameter der Maschine, der Leistungselektronik und der Recheneinheit sind in der Tabelle 5.1 aufgeführt.

5.4 Experimentalergebnisse

Die entwickelte GPC-Stromregelung wurde an dem im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Motorprüfstand getestet und die Ergebnisse mit denen der klassischen FOC

Recheneinheit Antriebsmaschine	
Typ	Rapid Control Prototyping System
Modell	dSPACE DS1104
Taktfrequenz	250 MHz
Analog-Digital-Wandler	12-bit 4 Kanäle parallel
Recheneinheit Lastmaschine	
Typ	DSP
Modell	TI TMS32F28069M
Taktfrequenz	90 MHz
Analog-Digital-Wandler	12-bit 16 Kanäle seriell (dual sample-hold)
Leistungselektronik	
Typ	B6-Brücke
Modell	TI BOOSTXL-DRV8301
Zwischenkreisspannung	24 V
Nennstrom	10 A
Strommessung	Low-side Shunts
Maschine	
Typ	PMSM mit Oberflächenmagneten
Beschaltung	Stern
Modell	Nanotec DB59S02
Nennspannung	24 V
Nennstrom	5 A
Nenn Drehzahl	3500 U/min
Nennmoment	0,23 Nm
Nennleistung	84 W
Strangwiderstand	285 mΩ
Stranginduktivität	315 mH
Polpaarzahl	3
Rotorfluss Ψ_{PM}	0,01 Wb

Tabelle 5.1: Parameter des Motorprüfstands

verglichen. Die elektrische Zeitkonstante der PMSM kann der Führungsübertragungsmatrix in der Gleichung (5.2) entnommen werden und beträgt $T_{\text{sys}} = 1,1$ ms. Basierend darauf wurde die Abtastzeit der klassischen FOC auf $T_a = 100$ μs gesetzt, sodass die Regelung als quasikontinuierlich betrachtet werden kann. Entsprechend wurden die PI-Regler nach dem Betragsoptimum ausgelegt und mit Anti-Windup erweitert. Zudem wurde die Störgrößenaufschaltung implementiert, sodass die klassische FOC alle relevanten Erweiterungen

aufweist.

Die Abtastzeit des GPC-Algorithmus wurde, analog zu der klassischen FOC, auf $T_a = 100 \mu\text{s}$ gesetzt. Bei Bedarf kann T_a jedoch erhöht werden, da GPC von einer diskreten Beschreibung der Regelstrecke ausgeht und die Regelung somit nicht zwingend um den Faktor 10 schneller als T_{sys} ausgeführt werden muss. Der Prädiktions- und Stellgrößenhorizont wurden im ersten Schritt auf $N_p = N_c = 11$ gesetzt, sodass die Prädiktion die gesamte Zeitkonstante der PMSM abdeckt und bei der Optimierung davon ausgegangen wird, dass die Stellgrößen innerhalb des Prädiktionshorizonts in jedem Abtastschritt geändert werden können. Damit sucht der Hildreth's QP Algorithmus das Minimum einer Funktion im $\mathbb{R}^{\text{Anzahl der Stellgrößen} \cdot N_c + 1} = \mathbb{R}^{23}$ mit $2 \cdot \text{Anzahl der Stellgrößen} \cdot N_c = 44$ Nebenbedingungen. Dies stellt einen enormen Rechenaufwand dar und kann mit dem verwendeten Mikrocontroller nicht innerhalb von $100 \mu\text{s}$ gelöst werden. Die Reduzierung der Rechenlast kann jedoch durch die Verkleinerung von N_c erreicht werden. Aus diesem Grund wurde simulativ untersucht, wie weit N_c verkleinert werden darf, ohne die Regelperformance negativ zu beeinflussen. Das Ergebnis ist in der Abb. 5.4 dargestellt. Es zeigt sich, dass

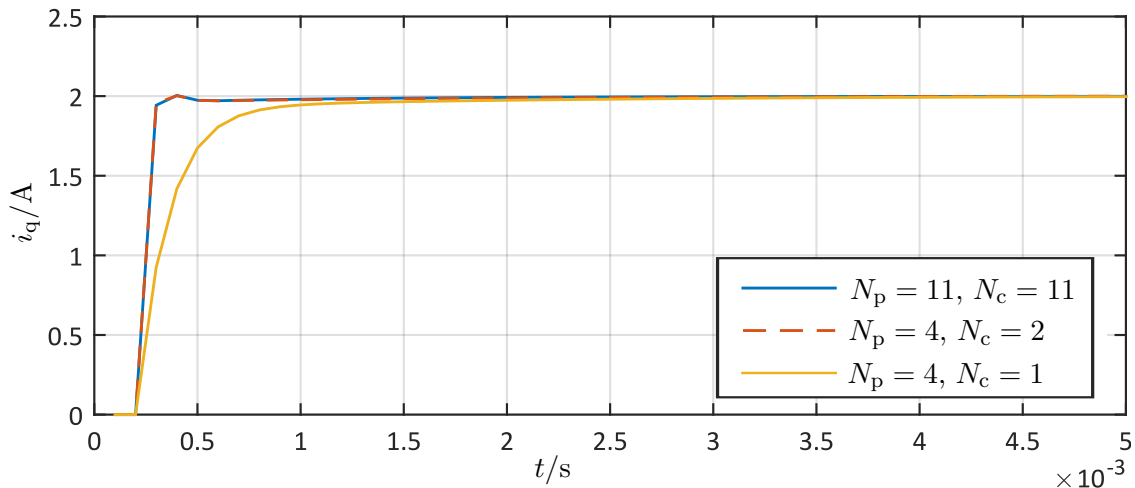


Abbildung 5.4: Einfluss des Prädiktions- und Stellgrößenhorizonts auf die Regelperformance von GPC als Stromregelung

eine Verkleinerung des Stellgrößenhorizonts auf $N_c = 2$ nicht zu einer Verschlechterung der Regelperformance führt. Wird der Stellgrößenhorizont jedoch weiter auf $N_c = 1$ verkleinert, verschlechtert sich die Regelperformance signifikant. Entsprechend wurde für die Echtzeitregelung die Einstellung $N_c = 2$ gewählt, sodass der Hildreth's QP Algorithmus eine Funktion im \mathbb{R}^5 mit nur acht Nebenbedingungen minimieren muss.

Auch der Prädiktionshorizont kann verkleinert werden, ohne dass die Regelperformance schlechter wird. Zwar kann die Dimension des QPs dadurch nicht verringert werden, jedoch wird die Berechnung der freien Antwort des Systems schneller ausgeführt, da die Dimension der involvierten Matrix proportional zu N_p ist. Entsprechend wurde für die Echtzeitregelung die Einstellung $N_p = 4$ gewählt.

Mit den gewählten Einstellungen wurde der GPC-Algorithmus schließlich am realen Motorprüfstand getestet und die Ergebnisse mit den Ergebnissen der klassischen FOC verglichen. Dabei wurden drei Experimente mit verschiedenen Werten von i_q^* durchgeführt.

Gleichzeitig wurde i_d^* auf Null gesetzt, da im Rahmen dieser Arbeit von einer PMSM mit Oberflächenmagneten ausgegangen wird. Dennoch kann die entwickelte GPC-Stromregelung ohne weitere Anpassungen bei einer IPMSM eingesetzt werden.

In der Abb. 5.5 ist das Ergebnis des ersten Experiments mit $i_q^* = 0,5 \text{ A}$ dargestellt. Trotz der Störung durch die ansteigende Gegeninduktionsspannung erreichen beide Regelalgorithmen eine schnelle Reaktion des Regelkreises mit einer Einstellzeit $< 1 \text{ ms}$. Dabei ist der GPC-Algorithmus, aufgrund der besseren Ausnutzung der verfügbaren Spannung durch die explizite Einbeziehung der Spannungsbeschränkung in die Stellgrößenplanung, etwas schneller. Eine signifikante Verbesserung wird jedoch nicht erreicht, da der Sollgrößenwert sehr klein ist und die Stellgröße bereits nach einem Abtastschritt merklich zurückgefahren werden muss, um ein starkes Überschwingen zu verhindern.

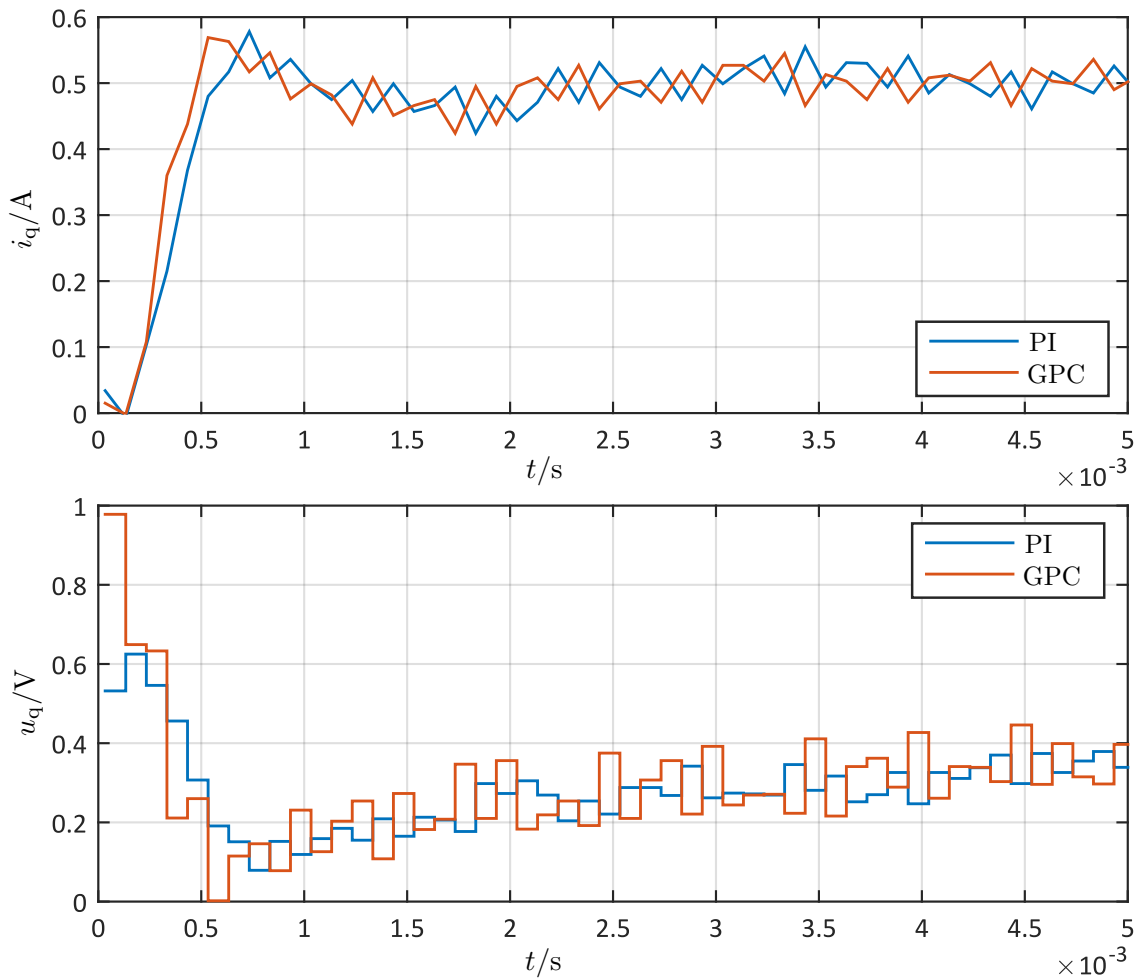


Abbildung 5.5: Reaktion des Regelkreises (klassische FOC und GPC) auf eine sprungförmige Änderung des i_q^* von 0 A auf 0,5 A

Einen signifikanten Unterschied in der Einstellzeit (bezüglich der klassischen FOC) erreicht GPC bei größeren Werten von i_q^* . So kann die Überlegenheit der GPC-Stromregelung bereits im zweiten Experiment mit $i_q^* = 2 \text{ A}$ nachgewiesen werden (s. Abb. 5.6). Aufgrund der schnelleren Beschleunigung des Rotors und des damit verbundenen Anstiegs der Gegeninduktionsspannung als Störung, verschlechtert sich die Regelperformance der klassischen FOC. Die Störgrößenaufschaltung kann die schnell ansteigende Gegeninduktionsspannung,

bedingt durch die Mikrocontrollerlaufzeit, nicht komplett abfangen. Dagegen bleibt die Einstellzeit des GPC-Regelkreises in etwa konstant. Dieser Effekt ist im dritten Experiment mit $i_q^* = 5$ A besonders stark ausgeprägt (s. Abb. 5.7).

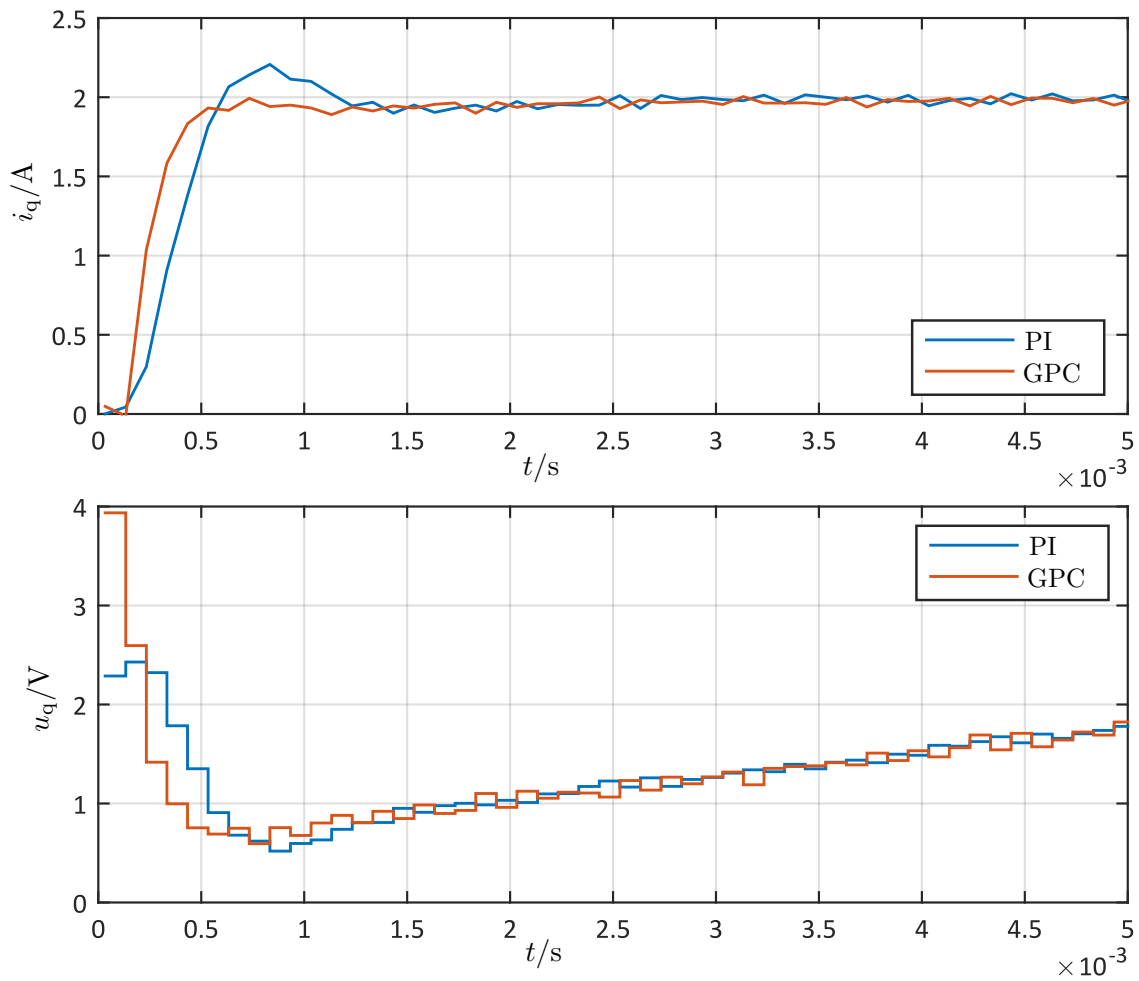


Abbildung 5.6: Reaktion des Regelkreises (klassische FOC und GPC) auf eine sprungförmige Änderung des i_q^* von 0 A auf 2 A

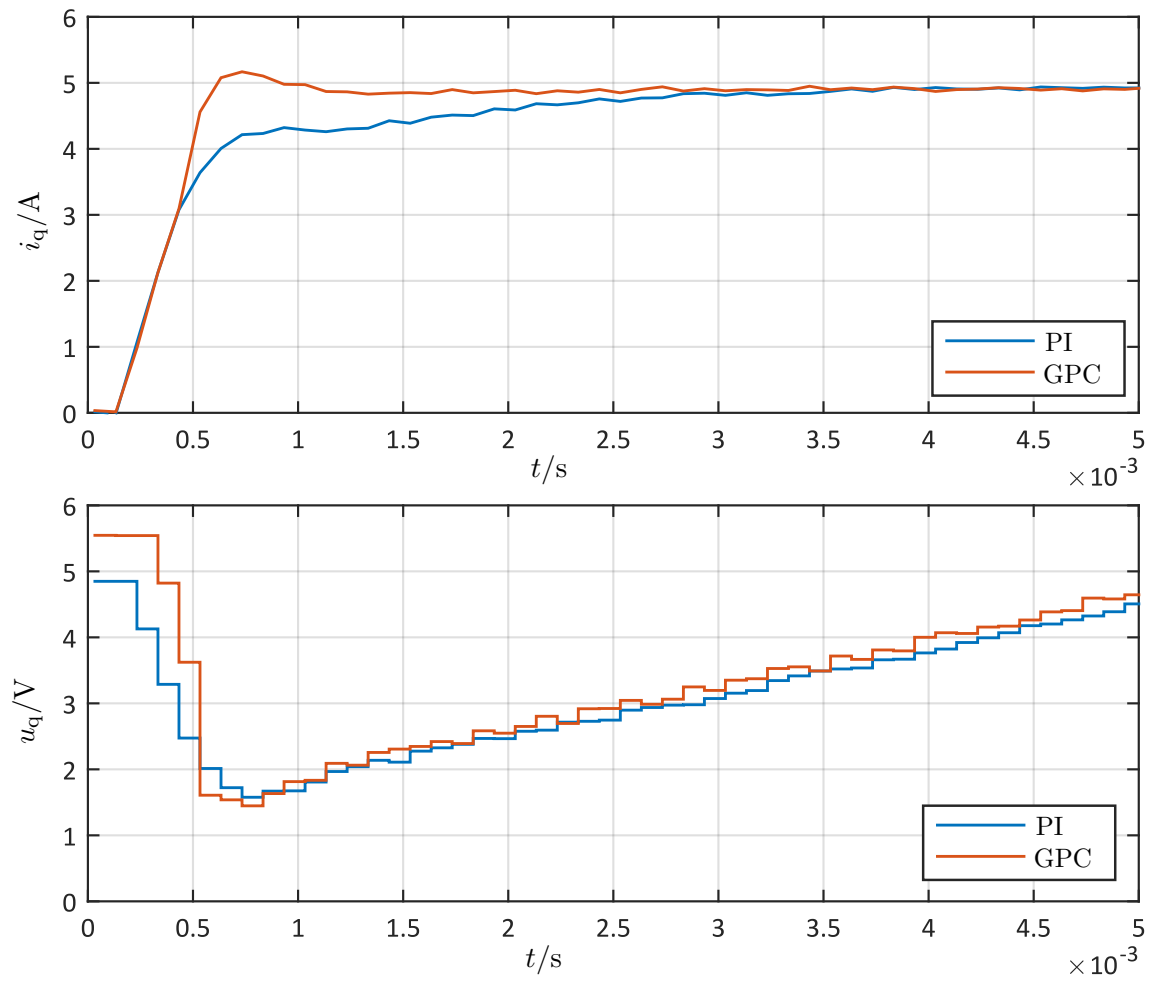


Abbildung 5.7: Reaktion des Regelkreises (klassische FOC und GPC) auf eine sprungförmige Änderung des i_q^* von 0 A auf 5 A

KAPITEL 6

Direkte Positionsregelung der PMSM mit GPC

6.1 Aufstellen des CARIMA-Modells

Analog zur Vorgehensweise bei der Entwicklung des Stromregelalgorithmus wird nachfolgend das CARIMA-Modell der PMSM für die Positionsregelung aufgestellt. Als Regelgrößenvektor wird dabei, entsprechend der PI-basierten FOC, $\mathbf{y} = [i_d \ \theta_m]^T$ definiert.

Ausgehend vom mathematischen Modell der PMSM, dargestellt durch die Gleichungen (2.9) bis (2.15), kann der Zusammenhang zwischen der Regelgröße θ_m und der Stellgröße u_q im Laplace-Bereich durch folgende Gleichungen umrandet werden:

$$\Theta_m(s) = \frac{1}{(Js + b)s} T_{em}(s) \quad (6.1)$$

$$T_{em}(s) = \frac{3}{2} p \Psi_{PM} I_q(s) \quad (6.2)$$

$$I_q(s) = \frac{1}{sL_q + R_s} U_q(s) - \frac{p \Psi_{PM}}{sL_q + R_s} \Omega_m(s) \quad (6.3)$$

$$\Omega_m(s) = s \Theta_m(s) \quad (6.4)$$

Die Gleichungen (6.1) bis (6.4) implizieren eine vorhandene Entkopplung zwischen der d- und der q-Achse, welche bereits für die Stromregelung zum Einsatz kam und durch die Abb. 5.1 verdeutlicht wurde. Die Entkopplung ist für die Positionsregelung genauso sinnvoll, da die beiden Kopplungsterme $L_d i_d \omega_e$ bzw. $L_q i_q \omega_e$ sonst in den Störgrößenvektor \mathbf{v} aufgenommen werden müssen, jedoch \mathbf{v} über den Prädiktionshorizont als konstant angenommen wird.

Werden die Gleichungen (6.2) bis (6.4) in die Gleichung (6.1) eingesetzt, kann der direkte Zusammenhang zwischen θ_m und u_q im Laplace-Bereich definiert werden:

$$\Theta_m(s) = \frac{\frac{3}{2} p \Psi_{PM}}{[(Js + b)(sL_q + R_s) + \frac{3}{2} p^2 \Psi_{PM}^2] s} U_q(s) \quad (6.5)$$

Damit lautet die Übertragungsmatrix der PMSM für die Positionsregelung:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} I_d(s) \\ \Theta_m(s) \end{bmatrix}}_{y(s)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{sL_d + R_s} & 0 \\ 0 & \frac{\frac{3}{2}p\Psi_{PM}}{[(Js + b)(sL_q + R_s) + \frac{3}{2}p^2\Psi_{PM}^2]s} \end{bmatrix}}_{G(s)} \underbrace{\begin{bmatrix} U_d(s) \\ U_q(s) \end{bmatrix}}_{u(s)} \quad (6.6)$$

Anschließend kann die Gleichung (6.6), analog zu der Vorgehensweise im Abschnitt 5.1 in den z-Bereich transformiert und die Polynommatrizen $\mathbf{A}(z^{-1})$ und $\mathbf{B}(z^{-1})$ für das CARIMA-Modell ermittelt werden.

6.2 Berücksichtigung der Systemgrößenbeschränkungen

Im Gegensatz zur Stromregelung, bei welcher einzig die endliche Zwischenkreisspannung des Wechselrichters als Stellgrößenbeschränkung im Regelalgorithmus zu berücksichtigen ist, müssen im Bezug auf die Positionsregelung weitere Systemgrößen begrenzt werden. Von besonderer Bedeutung ist dabei die Einhaltung der maximal zulässigen Phasenströme, da sonst die Statorwicklungen überhitzen und ihre Isolierung verlieren können. Die notwendige Begrenzung der Phasenströme stellt eine Zustandsgrößenbegrenzung dar und kann durch Begrenzung des Betrags des Stromraumzeigers in dq-Koordinaten realisiert werden:

$$|\mathbf{i}_{dq}| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{\max} \quad (6.7)$$

wobei I_{\max} die maximal zulässige Stromstärke in einer Phase darstellt. Da im Rahmen dieser Arbeit von einer SPMSM ausgegangen wird, kann $i_d = 0$ angenommen werden. Entsprechend vereinfacht sich die Gleichung (6.7) wie folgt:

$$|i_q| \leq I_{\max} \quad (6.8)$$

Damit die Strombegrenzung im QP des Regelalgorithmus als Nebenbedingung aufgenommen werden kann, muss i_q als Funktion des Stellgrößenvektors dargestellt werden. Unter Berücksichtigung der Entkopplung der dq-Achsen können dafür die Gleichungen (6.1) bis (6.4) herangezogen werden:

$$I_q(s) = \frac{1}{sL_q + R_s} U_q(s) - \frac{\Psi_{PM}}{sL_q + R_s} \Omega_e(s) \quad (6.9)$$

$$\Omega_e(s) = \frac{\frac{3}{2}p^2\Psi_{PM}}{Js + b} I_q(s) \quad (6.10)$$

Wird anschließend die Gleichung (6.10) in (6.9) eingesetzt, kann der mathematische Zusammenhang zwischen i_q als der zu begrenzenden Zustandsgröße und u_q als Stellgröße im Laplace-Bereich wie folgt definiert werden:

$$I_q(s) = \frac{Js + b}{JL_q s^2 + (JR_s + bL_q)s + R_s b + \frac{3}{2}p^2\Psi_{PM}^2} U_q(s) \quad (6.11)$$

An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, dass der Zusammenhang zwischen $I_q(s)$ und $U_q(s)$ für die Stromregelung bereits hergeleitet wurde, allerdings unter Berücksichtigung von $\Omega_e(s)$ als messbare Störgröße (s. Gleichung (5.2)). Aus Sicht der Stromregelung hat dies den Vorteil, dass der Einfluss des Lastmoments auf i_q über ω_e erfasst wird. Dieser Ansatz ist für die Positionsregelung jedoch weniger geeignet, da die berücksichtigten Störgrößen über den Prädiktionshorizont als konstant angenommen werden, wogegen ω_e sich über die Position ändern wird.

Anschließend kann die Gleichung (6.11) in das CARIMA-Modell überführt werden und entsprechend der Vorgehensweise zur Berücksichtigung der Zustandsgrößenbeschränkungen aus dem Abschnitt 3.2 in das QP des Regelalgorithmus als Nebenbedingungen aufgenommen werden.

Neben der Notwendigkeit zur Strombegrenzung ist im Bezug auf die Positionsregelung oft die Vermeidung der Überschwingung von θ_m gefordert. Dies stellt eine Ausgangsgrößenbegrenzung dar und kann, analog zu Spannungs- und Strombegrenzung, in das QP als weitere Nebenbedingung aufgenommen werden. Dafür muss θ_m , ähnlich der Vorgehensweise bei Zustandsgrößenbegrenzungen, als Funktion des Stellgrößenvektors über den Prädiktionshorizont vorhergesagt werden. Die entsprechende Prädiktionsgleichung ist jedoch bereits durch die Regelung vorhanden, sodass die Nebenbedingung zur Vermeidung der Winkelüberschwingung wie folgt definiert werden kann:

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_m(k+1) \\ \vdots \\ \hat{\theta}_m(k+N_p) \end{bmatrix} = \mathbf{I}_\theta (\mathbf{G}\mathbf{U} + \mathbf{F}) \leq \boldsymbol{\theta}_m^* \quad (6.12)$$

$$\text{wobei } \mathbf{I}_\theta = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ & & \vdots & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\theta}_m^* = \begin{bmatrix} \theta_m^*(k+1) \\ \vdots \\ \theta_m^*(k+N_p) \end{bmatrix}.$$

Die in der Gleichung (6.12) definierte Nebenbedingung stellt eine *harte Begrenzung* der Ausgangsgröße dar, weil der Rotorwinkel damit zu keinem Zeitpunkt den gewünschten Sollwert überschreiten darf. Harte Begrenzungen der Ausgangsgröße können jedoch unter Umständen zu einem nicht lösbaren QP führen. Sollte z. B. θ_m aufgrund von Störeinflüssen wie dem Lastmoment zu einem beliebigen Zeitpunkt den Sollwert überschreiten und anschließend nicht innerhalb eines Abtastschrittes wieder unter den Sollwert gedrückt werden können, ist die Nebenbedingung unerfüllbar. Als Folge kann der Stellgrößenvektor in diesem Abtastschritt nicht berechnet werden, was für eine Echtzeitregelung ausgeschlossen werden muss.

Die beschriebene Problematik kann vermieden werden, indem die harte Ausgangsgrößenbegrenzung durch eine *weiche Begrenzung* ersetzt wird. Dabei wird eine geringfügige Überschreitung des Sollwertes erlaubt, jedoch gleichzeitig im Gütefunktional als zu mini-

mierende Größe berücksichtigt:

$$\min_{\mathbf{U}, \epsilon} J = \frac{1}{2} \mathbf{U}^T \mathbf{H} \mathbf{U} + \mathbf{B}^T \mathbf{U} + f_0 + \rho \epsilon^2$$

$$\text{u. d. N. } \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ -\mathbf{A} \\ \mathbf{G}_{iq} \\ -\mathbf{G}_{iq} \\ \mathbf{I}_\theta \mathbf{G} \end{bmatrix} \mathbf{U} \leq \begin{bmatrix} \mathbf{I}(\bar{\mathbf{u}} - \mathbf{u}(k-1)) \\ -\mathbf{I}(\underline{\mathbf{u}} - \mathbf{u}(k-1)) \\ \mathbf{1} \cdot I_{\max} - \mathbf{F}_{iq} \\ -\mathbf{1} \cdot I_{\max} + \mathbf{F}_{iq} \\ (\boldsymbol{\theta}_m^* + \epsilon) - \mathbf{I}_\theta \mathbf{F} \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

wobei ϵ die erlaubte Überschreitung des Sollwertes darstellt und ρ ihre Gewichtung. Wird ϵ stark gewichtet, versucht der Regelalgorithmus das Überschwingen des Rotorwinkels über den gesamten Prädiktionshorizont zu vermeiden. Entsteht jedoch eine Situation, bei der ein Überschwingen unvermeidbar ist, kann das QP weiterhin gelöst werden, wobei eine Stellgrößentrajektorie berechnet wird, mit der θ_m am schnellsten unter die vorgegebene Grenze gebracht werden kann.

6.3 Reduzierung der Dimension des QPs mithilfe der Laguerre-Funktionen

Wie aus der Gleichung (6.13) ersichtlich, weist das quadratische Programm des GPC-Algorithmus für die Positionsregelung deutlich mehr Nebenbedingungen auf als die GPC-basierte Stromregelung. Dies liegt an der zusätzlichen Begrenzung der Phasenströme und des Winkels und wirkt sich negativ auf die Berechnungszeit des Algorithmus aus. Damit die Regelung dennoch echtzeitfähig bleibt, muss folglich die Dimension des QPs verkleinert werden, ohne dabei die notwendigen Nebenbedingungen auslassen zu müssen.

Dabei ist die Dimension des QPs und damit der Rechenaufwand nicht nur von der Anzahl der Nebenbedingungen, sondern auch von der Länge des zu bestimmenden Stellgrößenvektors $\mathbf{U} \in \mathbb{R}^{n_u \cdot N_c \times 1}$ abhängig, wobei n_u die Anzahl der Stellgrößen darstellt. Entsprechend kann eine größere Anzahl von Nebenbedingungen durch die Wahl eines kleineren Stellgrößenhorizonts ausgeglichen werden. In der Regel verschlechtert sich jedoch bei vielen Systemen die Regelperformance für kleine N_c -Werte, da der Regelalgorithmus in dem Fall von nur wenigen erlaubten Stellgrößenänderungen innerhalb der Prädiktionshorizonts ausgeht.

Eine Möglichkeit, die Dimension des zukünftigen Stellgrößenvektors ohne Änderung des Stellgrößenhorizonts zu reduzieren, bietet der Ansatz der Erweiterung des quadratischen Programms durch Laguerre-Funktionen. Die Idee der Nutzung von Laguerre-Funktionen (LFs) in der modellbasierten prädiktiven Regelung wurde erstmals in [32] für die MPC im Zustandsraum beschrieben und wird nachfolgend kurz erläutert sowie für den Einsatz in der GPC modifiziert.

Laguerre-Funktionen $l_i(t)$, $i = 1, 2, \dots$ bilden einen Satz orthonormaler Funktionen, sie

weisen also folgende Eigenschaften auf:

$$\int_0^\infty l_i(t)^2 dt = 1 \quad (6.14)$$

$$\int_0^\infty l_i(t)l_j(t)dt = 0 \quad i \neq j \quad (6.15)$$

Diese Eigenschaften erlauben einem orthonormalen Funktionensatz wie dem Laguerre-Funktionensatz, eine beliebige Funktion $f(t)$ als Linearkombination aller seiner Funktionen darstellen zu können, wie in [33] nachgewiesen:

$$f(t) = \sum_{i=1}^{\infty} c_i l_i(t) \quad (6.16)$$

wobei c_i die Gewichtungsfaktoren der einzelnen Funktionen aus dem Satz darstellen. Wie aus der Gleichung (6.16) ersichtlich, müssen für eine fehlerfreie Darstellung von $f(t)$ alle Funktionen aus dem orthonormalen Funktionensatz einbezogen werden. Jedoch kann eine zufriedenstellende Approximation von $f(t)$ bereits mit einer endlichen Anzahl N orthonormaler Funktionen erreicht werden [33]:

$$f(t) = \sum_{i=1}^N c_i l_i(t) \quad (6.17)$$

Ausgehend von der Gleichung (6.17) besteht nun die Idee der Nutzung von Laguerre-Funktionen in der MPC darin, den zu bestimmenden Stellgrößenvektor $\mathbf{U} = [\Delta \mathbf{u}(k) \Delta \mathbf{u}(k+1) \dots \Delta \mathbf{u}(k+N_c-1)]^T$ als eine diskrete Funktion in einem festen Intervall $[0, N_c)$ zu betrachten und entsprechend durch eine Linearkombination von N Laguerre-Funktionen zu approximieren (zum Zwecke der Übersichtlichkeit beziehen sich die nachfolgenden Gleichungen auf ein System mit einer Stellgröße, sie lassen sich jedoch ohne Einschränkungen auf ein System mit mehreren Stellgrößen modifizieren):

$$\Delta u(k+j) = \sum_{i=1}^N c_i(k) l_i(j) \quad (6.18)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \vdots \\ \Delta u(k+N_c-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1(0) & l_2(0) & \dots & l_N(0) \\ l_1(1) & l_2(1) & \dots & l_N(1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ l_1(N_c-1) & l_2(N_c-1) & \dots & l_N(N_c-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1(k) \\ \vdots \\ c_N(k) \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

$$\Rightarrow \mathbf{u} = \mathbf{l} \cdot \boldsymbol{\eta} \quad (6.20)$$

Die Matrix $\mathbf{l} \in \mathbb{R}^{N_c \times N}$ besteht aus den Einträgen der Laguerre-Funktionen und kann offline berechnet werden, während der Vektor $\boldsymbol{\eta} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ die noch nicht bekannten Gewichtungsfaktoren der einzelnen Laguerre-Funktionen beinhaltet. Wird von einem System mit $n_u > 1$ ausgegangen, kann die Gleichung (6.20) entsprechend modifiziert werden:

$$\mathbf{U} = \mathbf{L} \cdot \boldsymbol{\eta} \quad (6.21)$$

wobei $\mathbf{L} \in \mathbb{R}^{n_u N_c \times n_u N}$, $\boldsymbol{\eta} \in \mathbb{R}^{n_u N \times 1}$.

Wird nun die Gleichung (6.21) in (6.13) eingesetzt (wobei ϵ vorher in den zukünftigen Stellgrößenvektor \mathbf{U} aufgenommen werden muss, damit die mathematische Form eines QPs erhalten bleibt), kann das QP wie folgt dargestellt werden:

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{\eta}} J &= \frac{1}{2}(\mathbf{L}\boldsymbol{\eta})^T \mathbf{H}(\mathbf{L}\boldsymbol{\eta}) + \mathbf{B}^T(\mathbf{L}\boldsymbol{\eta}) + f_0 \\ \text{u. d. N. } \mathbf{M}(\mathbf{L}\boldsymbol{\eta}) &\leq \mathbf{m} \end{aligned} \quad (6.22)$$

Nach einer geringfügigen mathematischen Umformung kann aus der Gleichung (6.22) schließlich das neue QP bestimmt werden:

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{\eta}} J &= \frac{1}{2}\boldsymbol{\eta}^T \mathbf{H}_L \boldsymbol{\eta} + \mathbf{B}_L^T \boldsymbol{\eta} + f_0 \\ \text{u. d. N. } \mathbf{M}_L \boldsymbol{\eta} &\leq \mathbf{m} \end{aligned} \quad (6.23)$$

wobei $\mathbf{H}_L = \mathbf{L}^T \mathbf{H} \mathbf{L}$, $\mathbf{B}_L^T = \mathbf{B}^T \mathbf{L}$ und $\mathbf{M}_L = \mathbf{M} \mathbf{L}$.

Wie aus der Gleichung (6.23) ersichtlich, sucht der GPC-Algorithmus bei der Lösung des QPs nicht mehr die optimale Stellgrößentrajektorie direkt, sondern die Gewichtungsfaktoren für den im Voraus bekannten Laguerre-Funktionensatz, woraus anschließend \mathbf{U} nach der Gleichung (6.21) berechnet werden kann. Die LF-Erweiterung hat dabei keinen Einfluss auf die Anzahl der Nebenbedingungen des QPs. Da jedoch das QP nicht mehr über $\mathbf{U} \in \mathbb{R}^{n_u \cdot N_c \times 1}$ sondern über $\boldsymbol{\eta} \in \mathbb{R}^{n_u \cdot N \times 1}$ minimiert wird, kann N_c auf die für die Regelperformance optimalen Werte eingestellt werden und stattdessen die Anzahl der für die Approximierung verwendeten Laguerre-Funktionen reduziert werden. Weil die Stellgrößentrajektorie lediglich in einem begrenzten Intervall $[k, k + N_c)$ approximiert werden soll, reichen tatsächlich wenige Laguerre-Funktionen für eine zufriedenstellende Annäherung.

6.4 Simulationsergebnisse

Bevor der entwickelte Regelalgorithmus am Motorprüfstand getestet wird, empfiehlt es sich, die frei wählbaren Parameter des Algorithmus auf Basis einer Simulation einzustellen. Dabei sollte neben der Regelperformance die Dimension des resultierenden quadratischen Programms beachtet werden. Diese ist abhängig von der Länge des Stellgrößenvektors \mathbf{U} und der Anzahl der Nebenbedingungen. Durch den im Abschnitt 6.3 vorgestellten Ansatz kann zwar die Dimension von \mathbf{U} durch den Einsatz der Laguerre-Funktionen verkleinert werden, jedoch können zu viele Nebenbedingungen den Effekt zunichtemachen, mit einem nicht echtzeitfähigem QP als Folge.

Im ersten Schritt wird die Abtastzeit des Regelalgorithmus auf $T_a = 200 \mu\text{s}$ festgelegt, sodass pro Abtastschritt mehr Zeit für die Lösung des QPs zur Verfügung steht als bei der weniger rechenintensiven Stromregelung. Gleichzeitig hat die Erhöhung der Abtastzeit keinen negativen Einfluss auf die Regelperformance, da der Reglerentwurf auf der diskreten Beschreibung der Regelstrecke basiert.

Ausgehend von der gewählten Abtastzeit kann im nächsten Schritt der Prädiktionshorizont definiert werden. Dabei muss beachtet werden, dass die Regelstrecke ein im Bezug

auf die Position träges Verhalten aufweist, sodass der Prädiktionshorizont ausreichend groß gewählt werden muss. Entsprechend wird $N_p = 100$ gesetzt und damit das zu erwartende Verhalten des Systems für die nächsten 20 ms in die Berechnung der optimalen Stellgrößentrajektorie einbezogen. Der Stellgrößenhorizont sollte jedoch kleiner gewählt werden, da zwar der Effekt von N_c auf die Dimension des Stellgrößenvektors durch die Laguerre-Funktionen weitgehend eliminiert wird, jedoch die Anzahl der Nebenbedingungen für die Stellgrößenbegrenzung direkt proportional zu N_c ist. Entsprechend wird simulativ nach dem kleinsten N_c -Wert gesucht, bei dem die Regelperformance gerade noch nicht negativ beeinflusst wird.

Weitere Reduzierung der Dimension des QPs kann erreicht werden, in dem das Prinzip des gleitenden Horizonts ausgenutzt wird: da nach der Ausgabe des ersten Wertes der optimalen Stellgrößentrajektorie diese verworfen und im nächsten Abtastschritt neu berechnet wird, müssen die Nebenbedingungen für die Strom- und Winkelbegrenzung nicht den gesamten Prädiktionshorizont abdecken. Es reicht aus, wenn bei der Berechnung der Regelalgorithmus sicherstellt, dass die Begrenzungen zumindest innerhalb der nächsten Abtastschritte eingehalten werden.

Die Simulationsergebnisse sind in der Abb. 6.1 dargestellt. Wie aus der Abbildung hervorgeht, kann der Stellgrößenhorizont auf den minimalen Wert $N_c = 2$ gesetzt werden, ohne dass sich die Regelperformance verschlechtert. Im Gegenteil, der drehmomentbildende q-Strom wird bei $N_c = 2$ schneller aufgebaut, was eine kürzere Reaktionszeit des Regelkreises zur Folge hat. Diese Erkenntnis ist interessant, kann aber wie folgt erklärt werden: basierend auf einem vergleichsweise langen Prädiktionshorizont von $N_p = 100$ versucht der Regelalgorithmus, die Solltrajektorie innerhalb der nächsten 100 Abtastschritte mit nur zwei erlaubten Änderungen der Stellgröße zu erreichen. Entsprechend fällt die tatsächlich ausgegebene Stellgrößenänderung an der Stelle (kT_a) stärker aus und der Regelkreis reagiert schneller. Gleichzeitig bleiben alle Systemgrößen durch die explizite Berücksichtigung der Systemgrößenbeschränkungen im zulässigen Bereich. Durch den sehr kleinen Stellgrößenhorizont ist auch der Einsatz der Laguerre-Funktionen nicht notwendig. Allerdings sollte beachtet werden, dass der beschriebene Effekt nicht bei jeder Maschine zu einer guten Regelperformance führt. Insbesondere bei größeren PMSMs mit ausgeprägter elektrischer bzw. mechanischer Trägheit kann ein kleiner Stellgrößenhorizont sich negativ auf die Regeleigenschaften auswirken.

Im Hinblick auf den Strombegrenzungshorizont N_i bzw. Winkelbegrenzungshorizont N_θ bestätigen die Simulationsergebnisse die Vermutung, dass sowohl die Ströme als auch der Winkel mit $N_i < N_p$ bzw. $N_\theta < N_p$ dennoch effektiv auf die zulässigen Werte begrenzt werden können, sodass für die Echtzeitregelung $N_i = 2$ und $N_\theta = 10$ festgelegt wird. Damit sucht der Hildreth's QP Algorithmus in jedem Abtastschritt das Minimum einer Funktion im $\mathbb{R}^{(n_u \cdot N_c + n_\epsilon) + 1} = \mathbb{R}^6$ (wobei n_u die Anzahl der Stellgrößen darstellt und n_ϵ die Dimension von ϵ) mit $2 \cdot n_u \cdot N_c = 8$ Nebenbedingungen durch Spannungsbeschränkung, $2 \cdot N_i = 4$ Nebenbedingungen durch Strombegrenzung und $N_\theta = 10$ Nebenbedingungen durch Winkelbegrenzung.

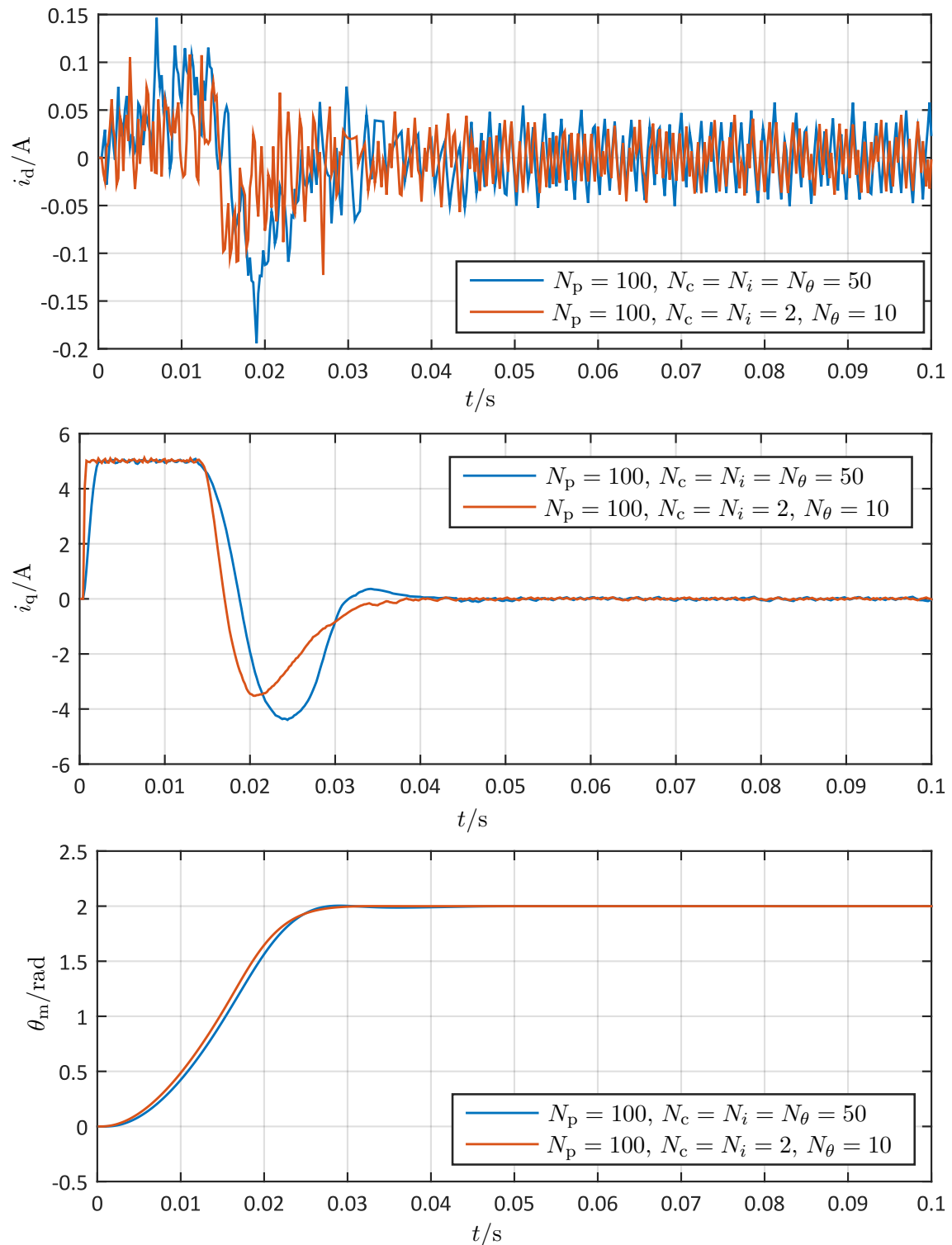


Abbildung 6.1: Einfluss des Stellgrößenhorizonts N_c , Strombegrenzungshorizonts N_i sowie Winkelbegrenzungshorizonts N_θ auf die Regelperformance der Positionsregelung

6.5 Experimentalergebnisse

Ausgehend von den durch die Simulation ermittelten Einstellparametern für den GPC-Algorithmus wurde die Positionsregelung an dem im Abschnitt 5.3 beschriebenen Motorprüfstand getestet und die Ergebnisse mit denen der klassischen FOC verglichen. Dabei

wurden insgesamt drei Experimente mit verschiedenen Sollwerten für den Winkel durchgeführt. Gleichzeitig wurde die Antriebsmaschine in jedem Experiment nach $t = 100$ ms mit $i_{q,Last} = 3$ A belastet.

Die Ergebnisse des ersten Experiments mit den Sollwerten $\theta_m^* = 5$ rad und $i_d^* = 0$ A sind in der Abb. 6.2 dargestellt. Wie aus der Abbildung ersichtlich, weist der entwickelte

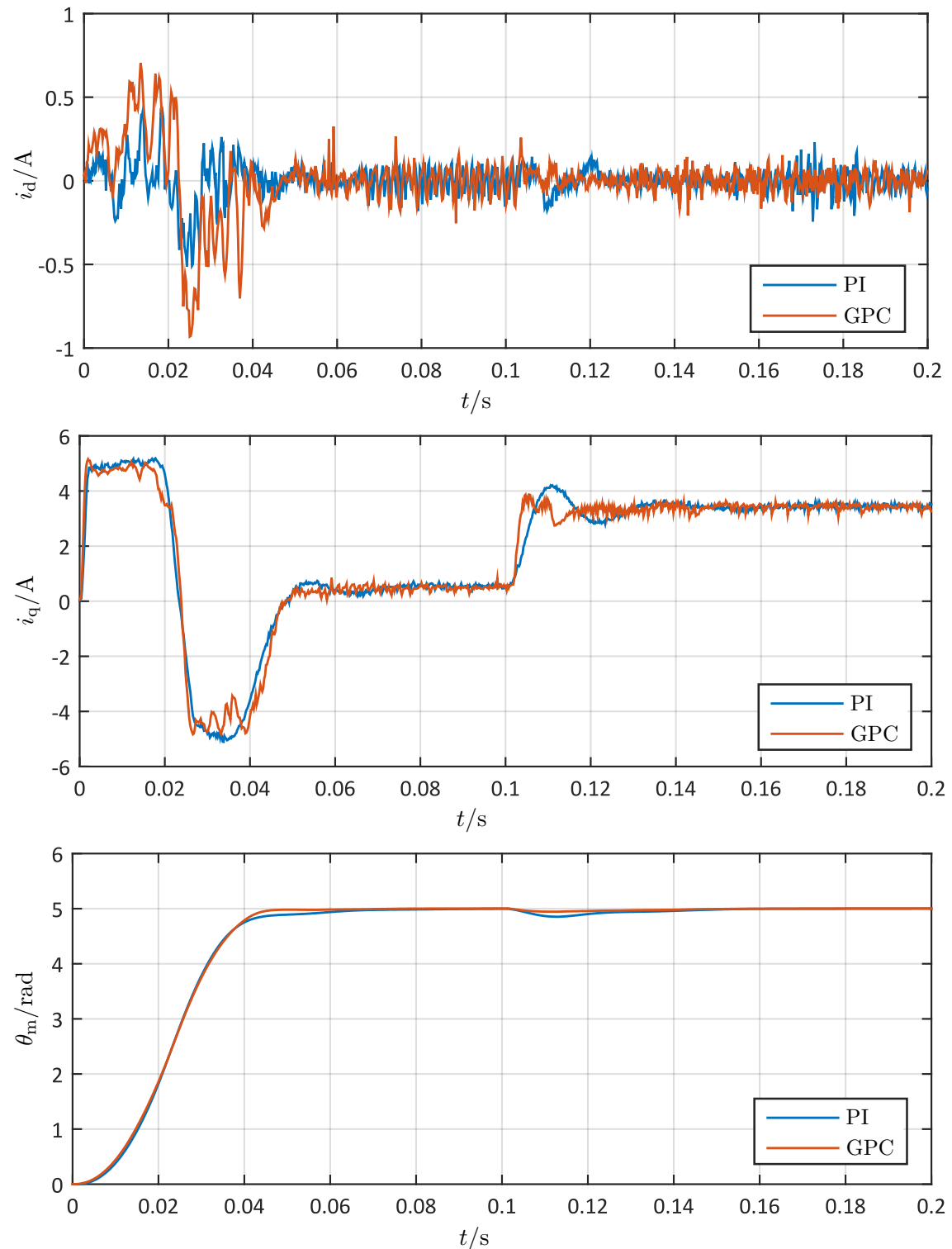


Abbildung 6.2: Reaktion des Regelkreises (klassische FOC und GPC) auf eine sprungförmige Änderung von θ_m^* von 0 rad auf 5 rad

GPC-Algorithmus ein etwas besseres Führungsverhalten und ein signifikant besseres Störverhalten auf. Der Unterschied bezüglich des Störverhaltens ist auf die deutlich schnellere Stromantwort des GPC-Algorithmus zurückzuführen, siehe i_q -Verlauf. Gleichzeitig werden alle in den Nebenbedingungen berücksichtigten Systemgrößenbegrenzungen effektiv eingehalten.

In der Abb. 6.3 sind die Ergebnisse des zweiten Experiments mit einem kleineren Winkelsollwert $\theta_m^* = 2$ rad und $i_d^* = 0$ A dargestellt. Die Aussage über die Regelperformance kann an dieser Stelle vom ersten Experiment übernommen werden. Nach zwei Experimenten wird jedoch deutlich, warum das Führungsverhalten des GPC-Algorithmus nur etwas über dem der klassischen FOC liegt: die Zeit zum Erreichen des Winkelsollwerts kann aufgrund der notwendigen Strombegrenzung nicht wesentlich verbessert werden. Auch wenn der GPC-Algorithmus die notwendige Stromstärke schneller aufbaut, geht dieser Reaktionsvorteil in der durch die Strombegrenzung gegebenen langen Einregelzeit des Winkels unter. Im Bezug auf das Störverhalten jedoch ist der Winkelsollwert bereits erreicht, nur das plötzlich auftretende Lastmoment muss kompensiert werden. Hier ist eine schnellere Stromantwort von großem Vorteil, wie die Experimentalergebnisse verdeutlichen.

Abschließend sind in der Abb. 6.4 die Ergebnisse des dritten Experiments mit $\theta_m^* = 0,5$ rad und $i_d^* = 0$ A dargestellt. Durch die kleine Sollwertänderung wird die Strombegrenzung nicht erreicht und der GPC-Algorithmus kann seine Stärke, die Systemgrößenbeschränkungen zu kennen und diese entsprechend auszuschöpfen, voll ausnutzen. Entsprechend liegt die Regelperformance des entwickelten GPC-Algorithmus für kleine Sollwertänderungen des Winkels sowohl im Bezug auf das Führungsverhalten als auch im Bezug auf das Störverhalten deutlich über der Regelperformance der klassischen PI-basierten feldorientierten Regelung.

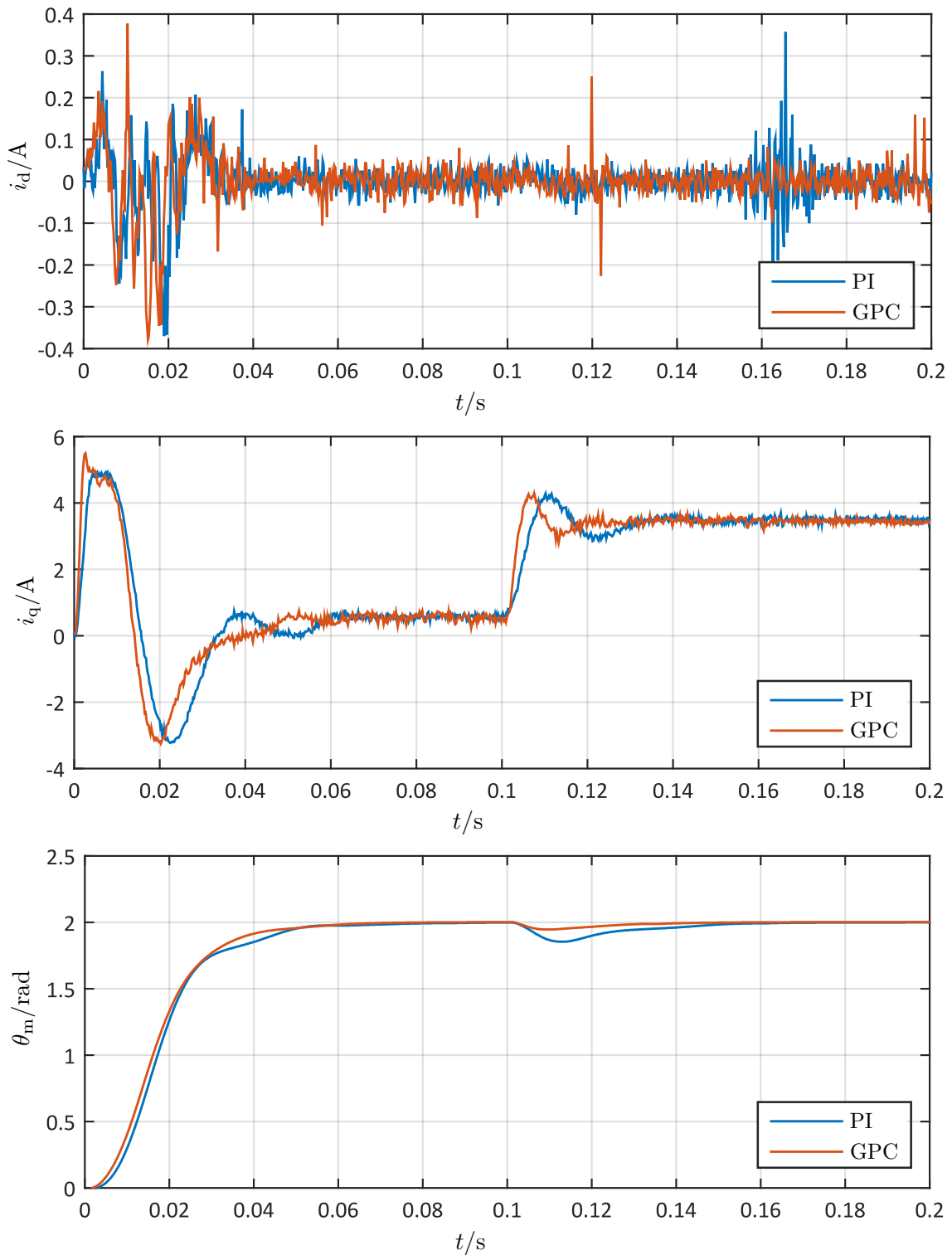


Abbildung 6.3: Reaktion des Regelkreises (klassische FOC und GPC) auf eine sprunghafte Änderung von θ_m^* von 0 rad auf 2 rad

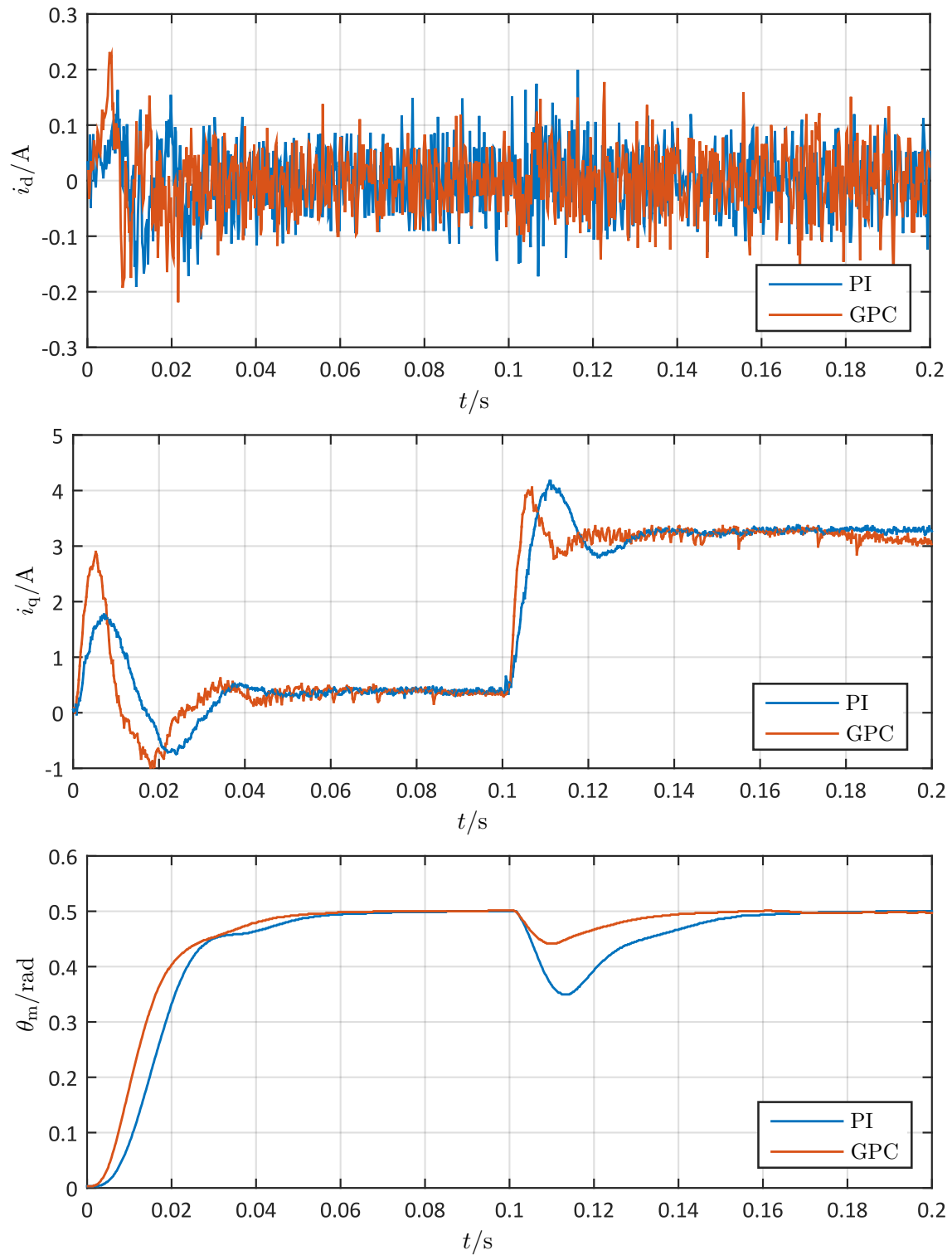


Abbildung 6.4: Reaktion des Regelkreises (klassische FOC und GPC) auf eine sprunghafte Änderung von θ_m^* von 0 rad auf 0,5 rad

TEIL II

MODELLBASIERTE FEHLERERKENNUNG IN PM SYNCHRONMASCHINEN

KAPITEL 7

Fehler in PM Synchronmaschinen - Einführung

7.1 Übersicht über mögliche Fehler einer PMSM

Für eine gute Performance eines jeden elektrischen Antriebs spielt die Regelung des Motors eine wichtige Rolle. Im fehlerfreien Zustand kann eine richtig ausgelegte Regelung das gewünschte Verhalten des Motors sicherstellen. Tritt jedoch ein Fehler im Motor auf, wird die gewünschte Regelperformance nicht mehr erreicht. Bestimmte Fehler können sogar zur Zerstörung der Maschine führen. Aus diesem Grund stellen die Algorithmen für die Fehlererkennung, neben den Regelalgorithmen einen wichtigen Teil der Steuersoftware für einen elektrischen Antrieb dar.

In einer PMSM können verschiedene Fehler auftreten. Sie lassen sich in drei Kategorien unterteilen: Fehler im Stator der PMSM, Rotorfehler und Fehler in der Lagerung (s. Übersicht in der Abb. 7.1).

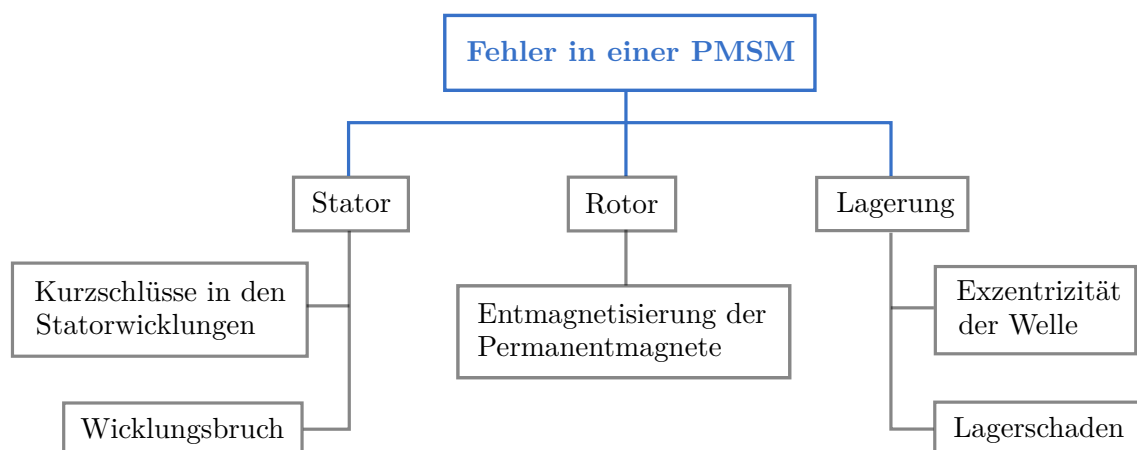


Abbildung 7.1: Mögliche Fehler in einer PMSM

Die Fehler im Stator der Maschine machen etwa 40 % aller vorkommenden Fehler in einer PMSM aus [34]. Die Statorfehler betreffen fast ausschließlich die Statorwicklungen und können in zwei Fehlerarten aufgeteilt werden: Kurzschlüsse und Wicklungsbrüche. Weitere

etwa 50 % der vorkommenden Fehler betreffen die Lagerung [35], wobei hier zwischen dem mechanischen Lagerschaden und der Wellenexzentrizität unterschieden wird. Die restlichen etwa 10 % stellt die Entmagnetisierung der Permanentmagnete im Rotor der PMSM dar.

Fehler in den Statorwicklungen

Über 90 % der Fehler in den Statorwicklungen einer PMSM stellen Kurzschlüsse dar [34]. Ein Kurzschluss kann dabei zwischen einer Phase und dem Statorblech, zwischen zwei Phasen oder innerhalb einer Phase zwischen benachbarten Windungen entstehen. Letzteres wird als Zwischenwindungskurzschluss (engl. inter-turn short circuit, kurz ITSC) bezeichnet und ist die mit Abstand am häufigsten auftretende Kurzschlussart in einer PMSM (bis zu 93 % aller Wicklungsfehler [34]). Bei einem Zwischenwindungskurzschluss gibt die Isolation zwischen mehreren (meistens zwischen zwei) benachbarten Windungen in einer der Statorwicklungen nach. Die Hauptursachen dafür sind thermische Belastung, elektrischer Stress und Vibrationen der Wicklung [36]. Die vom Kurzschluss betroffenen Windungen stellen für die darin induzierte Polradspannung eine geschlossene Schleife mit einem geringen Widerstand dar. Dies hat einen hohen Stromfluss zur Folge, welcher innerhalb der geschlossenen Schleife zirkuliert. Gleichzeitig fließt der Phasenstrom bei einem größeren Isolationsdurchbruch überwiegend über den Kurzschlusspfad, sodass sich der zirkulierende Fehlerstrom und der Phasenstrom im Kurzschlusspfad addieren. Die daraus resultierende hohe thermische Belastung wirkt sich negativ auf die Isolation der benachbarten intakten Windungen aus. Als Folge kann auch ihre Isolation innerhalb kurzer Zeit nachgeben. Auf diese Weise breitet sich der Fehler schnell aus, sodass sich ein Kurzschluss zwischen wenigen Windungen schnell zu einem Kurzschluss der gesamten Wicklung entwickeln kann. Die entsprechende Zeitspanne wird in [37] mit weniger als zwei Sekunden für eine 15 kW Asynchronmaschine angegeben. Im Bezug auf die PMSM ist mit ähnlicher Dauer zu rechnen. Damit stellt bereits ein beginnender Zwischenwindungskurzschluss einen sicherheitsrelevanten Fehler dar, welcher schnell erkannt werden muss, damit Gegenmaßnahmen getroffen werden und die Maschine vor Zerstörung bewahrt werden kann.

Deutlich seltener dagegen treten Brüche in den Wicklungen ein, sie machen weniger als 10 % der Fehler im Stator aus. Nichtsdestotrotz stellt ein Wicklungsbruch einen ersten Fehler dar, der ohne Gegenmaßnahmen einen sofortigen Ausfall der Maschine bedeutet.

Fehler im Rotor

Den einzigen relevanten Fehler im Bezug auf den Rotor einer PMSM stellt die Entmagnetisierung der Rotorpermanentmagnete dar. Dabei kann die Entmagnetisierung einen ganzen Pol des Permanentmagneten betreffen oder aber nur partiell in einer bestimmten Region des Pols vorhanden sein [38]. Die häufigsten Ursachen für die Entmagnetisierung sind hohe Temperaturen im Rotor sowie starke inverse Statormagnetfelder, bedingt durch den negativen d-Strom. Als Folge der Entmagnetisierung steigen die Harmonischen des Rotormagnetfeldes im Luftspalt, was zu einer höheren Drehmomentwelligkeit und niedrigerem Drehmomentmittelwert führt.

Fehler in der Rotorlagerung

Im Bezug auf die Lagerung des Rotors einer PMSM kann zwischen dem Lagerschaden und der Exzentrizität der Welle unterschieden werden [39]. Letztere wird in drei Formen unterteilt: statisch, dynamisch und gemischt [40]. Als statische Wellenexzentrizität wird ein Versatz zwischen dem Statormittelpunkt und der Rotationsdrehachse bezeichnet. Die dynamische Exzentrizität dagegen ist ein Versatz zwischen der Rotationsdrehachse und dem Rotormittelpunkt. Treten beide Fehlerarten gleichzeitig auf, wird dies als gemischte Exzentrizität bezeichnet. Sowohl Wellenexzentrizität als auch Lagerschaden wirken sich negativ auf die Performance des Antriebs aus, wobei letzterer letztlich zum Ausfall der Maschine führt. Die direkten Folgen der Wellenexzentrizität sind (aufgrund eines über den Rotorumfang nicht gleichbleibenden Luftspalts) Drehmomentwelligkeit und Vibrationen. Zusätzlich kommt es zu einer unregelmäßigen Lagerbeanspruchung, was wiederum zu einem Lagerschaden führen kann.

Die dargestellte Übersicht über mögliche Fehler in einer PMSM und ihre Folgen verdeutlicht die Bedeutung einer schnellen und zuverlässigen Fehlererkennung. Von dieser Erkenntnis ausgehend wurde im zweiten Teil der vorliegenden Dissertation die Möglichkeit untersucht, die entwickelten MPC-Algorithmen aus dem Teil I um eine Echtzeit-Fehlererkennung zu erweitern. Dabei besteht die Idee darin, das für die Regelung anhand des Motormodells vorhergesagte Systemverhalten gleichzeitig als Zusatzinformation in den Fehlererkennungsalgorithmus einfließen zu lassen. Durch die Berechnung des Residuums zwischen der erwarteten und eingetretenen Systemreaktion wird das Führungsverhalten des Systems eliminiert und die fehlerspezifischen Merkmale erscheinen klarer, was ihre Detektion deutlich vereinfachen kann. Um den Rahmen der Dissertation nicht zu sprengen, konzentriert sich die geleistete Forschungsarbeit nachfolgend auf zwei Fehlerarten mit dem größten Potential zum Totalausfall der Maschine: den Zwischenwindungskurzschluss und den Wicklungsbruch. Ein Wicklungsbruch kann unter Verwendung modellbasierter prädiktiver Regelung vergleichsweise einfach erkannt werden. Allerdings lässt sich die Maschine im Fehlerfall nicht mehr ohne entsprechende Hardware- und Softwareanpassung regeln. Aus diesem Grund wird die Detektion des Wicklungsbruchs erst im nächsten und abschließenden Teil III der vorliegenden Arbeit als Teil eines fehlertoleranten Regelalgorithmus vorgestellt. Weiterhin, da ein Wicklungsbruch zu einer Unterbrechung der betroffenen Phase der Maschine führt, wird nachfolgend nicht mehr von einem Wicklungsbruch, sondern allgemein von einem Fehler durch eine offene Phase gesprochen. Dies hat den Vorteil, dass auch Fehler durch defekte Schalter im Wechselrichter, die zu einer offenen Phase führen, miteinbezogen werden.

Eine wesentlich größere Herausforderung dagegen stellt die Erkennung eines Zwischenwindungskurzschlusses dar. Entsprechend wird zunächst im Kapitel 8 eine theoretische Analyse dieser Fehlerart samt ihrer Auswirkung auf die Systemgrößen der Maschine durchgeführt. Anhand der gewonnenen Erkenntnisse können anschließend fehlerspezifische Merkmale für die Fehlererkennung abgeleitet und der entwickelte Ansatz im Kapitel 9 vorgestellt werden. Vorher jedoch findet im nächsten Abschnitt ein Überblick über den Stand der Wissenschaft

zum Thema Detektion eines Zwischenwindungskurzschlusses statt.

7.2 Detektion eines Zwischenwindungskurzschlusses - Stand der Wissenschaft

In den vergangenen zehn Jahren sind einige interessante Arbeiten zum Thema Detektion eines Zwischenwindungskurzschlusses in einer PM Synchronmaschine und Asynchronmaschine erschienen. Die vorgestellten Detektionsalgorithmen lassen sich dabei in drei Kategorien einteilen: signalbasierte Methoden, wissensbasierte Methoden und modellbasierte Methoden [67]. Signalbasierte Detektionsalgorithmen analysieren den Verlauf oder das Spektrum bestimmter Messgrößen und leiten daraus die nötige Information im Bezug auf den Fehlerstatus ab. Dabei werden in der Regel die Motorströme analysiert (in der Literatur als *Motor Current Signature Analysis* bezeichnet, kurz MCSA), da diese in geregelten Antrieben fast immer gemessen werden. Die Analyse stützt sich sowohl auf den Zeitverlauf der Motorströme [41] bis [45], als auch auf das Frequenzspektrum [46] bis [50]. Dabei ist die Analyse der Motorströme im Zeitbereich zwar einfach durchzuführen, z. B. über den Vergleich der Amplituden der Phasenströme [44], benötigt jedoch mindestens eine Periodendauer und ist auf den stationären Zustand begrenzt. Letzteres gilt auch für die Analyse des Frequenzspektrums der Motorströme unter Verwendung klassischer Frequenztransformationen wie der Fourier Transformation, siehe dazu Kapitel 8. Diese Einschränkung entfällt durch den Einsatz neuer Algorithmen der Frequenzanalyse wie der Hilbert-Huang-Transformation [48], allerdings muss dies mit hoher Rechenleistung erkaufte werden [67]. Daneben gehören zu der MCSA-Kategorie auch Algorithmen, die nicht die Motorströme selbst analysieren, sondern die daraus berechneten Größen wie z. B. die Wirk- und Blindleistung [49].

Neben der Analyse der Motorströme gehört auch die Auswertung des Spannungsraumzeigers zu den Methoden der signalbasierten Fehlererkennung. Dabei wird entweder seine Nullkomponente direkt gemessen und analysiert [51], [52], oder die Ausgabe des Reglers auf Zunahme bestimmter Harmonischen überprüft [53], [54]. Ersteres verbessert die Empfindlichkeit der Detektion gegenüber den MCSA-Methoden, erfordert jedoch eine zusätzliche Spannungsmessung. Dagegen ist die Analyse des auszugebenden Spannungsraumzeigers mit den Methoden der MCSA vergleichbar [55].

Die zweite Kategorie der Detektionsalgorithmen bilden wissensbasierte Methoden. Diese basieren auf dem Prinzip der Mustererkennung mittels verschiedener Methoden der künstlichen Intelligenz und wurden bereits erfolgreich zur Erkennung eines Zwischenwindungskurzschlusses eingesetzt [56] bis [59]. Allerdings benötigen die Algorithmen dieser Gruppe umfangreiche Trainingsdaten des intakten und defekten Motors sowie hohe Rechenkapazität, sodass sie zum aktuellen Zeitpunkt nicht mit den klassischen Ansätzen mithalten können.

Die modellbasierte Fehlererkennung bildet die letzte Kategorie und kann auf zwei Arten realisiert werden. Die erste Möglichkeit ist die Echtzeit-Identifikation bestimmter Parameter der Maschine, welche dann mit den im Vorfeld hinterlegten Referenzwerten verglichen werden [60] bis [66]. Die zweite Möglichkeit besteht in der Schätzung und

anschließender Analyse bestimmter Systemzustände mittels eines Beobachters [67] bis [70]. Die Parameterschätzung ist eine interessante Alternative zu der signalbasierten Fehlererkennung, weil keine rechenintensive Frequenzanalyse benötigt wird. Als Parameter kommen z. B. differentielle Induktivität [61], Eingangsimpedanz [62], aber auch abstrakte Parameter als direkte Fehlerindizes [66] zum Einsatz. Der Nachteil der Methoden auf Basis der Parameteridentifikation besteht darin, dass die gewählten Parameter nicht nur durch den Fehler beeinflusst werden, sondern auch durch Nicht-Linearitäten, Temperatur und andere Faktoren.

Überzeugende Ergebnisse liefert auch die modellbasierte Fehlererkennung mittels Beobachter. So wurde in [67] ein Extended Kalman Filter verwendet, um einen erweiterten Systemzustandsvektor mit einem Fehlerindikator für jede Motorphase zu schätzen. In [69] wurde ein Extended State Observer eingesetzt, um die Gegeninduktionsspannung zu beobachten und anhand der im Fehlerfall auftretender negativen Komponente den Kurzschluss zu detektieren. Schließlich wurde in [70] mittels eines Luenberger Beobachters der Stromraumzeiger geschätzt und für die Berechnung des Residuums zwischen der Beobachtung und der Messung eingesetzt. Die negative Komponente des Residuums wird dann als Fehlerindikator verwendet.

Kommt als Regelstrategie die modellbasierte prädiktive Regelung zum Einsatz, ist eine Art Beobachter bereits in der Regelung integriert. Die Differenz zwischen dem durch den MPC-Algorithmus vorhergesagten Systemverhalten und der Messung kann als Modellgenauigkeit gedeutet werden, oder aber weist auf einen Fehler in der Maschine hin. Entsprechend liegt es nah, bei der Verwendung der MPC als Regelstrategie die Abweichung zwischen der Prädiktion und der Messung in Hinblick auf das Vorhandensein eines Zwischenwindungskurzschlusses zu analysieren. Diese Idee zeigt einige Parallelen zu der beobachterbasierten Fehlererkennung, stellt jedoch im Kontext der MPC eine interessante Forschungsfrage nach dem möglichen Einsatz der modellbasierten prädiktiven Regelung in der Zustandsüberwachung elektrischer Antriebe auf. Dieser Frage widmet sich der zweite Teil dieser Arbeit.

KAPITEL 8

Theoretische Grundlagen zum Zwischenwindungskurzschluss in einer PMSM

8.1 Mathematisches Modell der PMSM mit einem Zwischenwindungskurzschluss

Im Rahmen des Kapitels zur theoretischen Betrachtung eines Zwischenwindungskurzschlusses sollen die Auswirkungen dieser Fehlerart auf die Systemgrößen der PMSM klargestellt werden. Entsprechend wird im ersten Schritt das mathematische Modell der PMSM mit einem Zwischenwindungskurzschluss, ausgehend von dem Modell der intakten PMSM (s. Abschnitt 2.1), aufgestellt. Dabei wird ein Kurzschluss in der Wicklung A angenommen.

Das elektrische Ersatzschaltbild der intakten Wicklung kann im Falle eines Zwischenwindungskurzschlusses entsprechend der Abb. 8.1 modifiziert werden. Dabei stellt der äußere Wicklungsabschnitt den intakten Teil der Wicklung dar und der zum Sternpunkt liegende Abschnitt den kurzgeschlossenen Teil der Wicklung. Da ein Zwischenwindungskurzschluss keinen idealen Kurzschluss aus elektrotechnischer Sicht darstellt, wird er durch einen parallel zu den betroffenen Windungen geschalteten Widerstand R_f nachgebildet. Weiterhin wird das Verhältnis zwischen der Anzahl der kurzgeschlossenen Windungen N_2 und der Anzahl der Windungen in der gesamten Wicklung N_A wie folgt definiert:

$$\mu = \frac{N_2}{N_A}$$

Entsprechend reduziert sich die Anzahl der Windungen im intakten Teil der Wicklung auf:

$$N_1 = (1 - \mu)N_A \quad (8.1)$$

und im kurzgeschlossenen Teil:

$$N_2 = \mu N_A \quad (8.2)$$

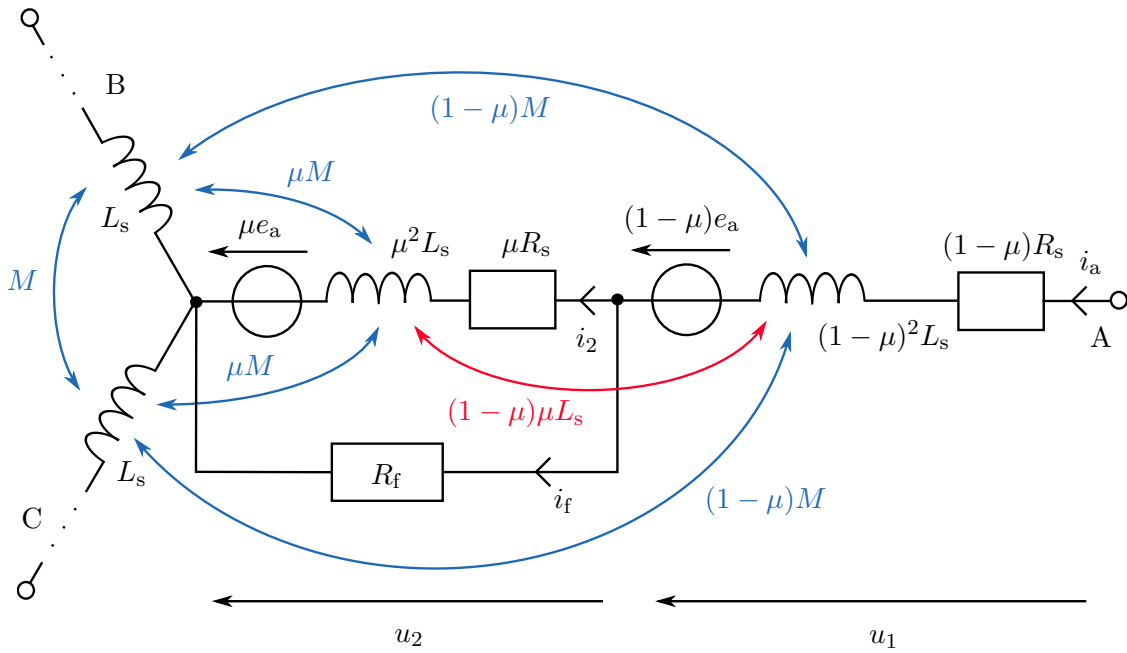


Abbildung 8.1: Ersatzschaltbild einer Wicklung mit einem Zwischenwindungskurzschluss

Damit kann folgende (für spätere Berechnung relevante) Gleichung aufgestellt werden:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{1 - \mu}{\mu} \quad (8.3)$$

Ausgehend von den Gleichungen (8.1) und (8.2) können die elektrischen Parameter R und L sowie die Polradspannung e in der fehlerhaften Wicklung wie folgt definiert werden:

<i>Intakter Teil der Wicklung</i>	<i>Kurzgeschlossener Teil der Wicklung</i>
$R_1 = (1 - \mu)R_s$	$R_2 = \mu R_s$
$L_1 = (1 - \mu)^2 L_s$	$L_2 = \mu^2 L_s$
$e_1 = (1 - \mu)e_a$	$e_2 = \mu e_a$

wobei e_a die Polradspannung im fehlerfreien Zustand darstellt:

$$e_a = \Psi_{PM} \cdot \frac{d}{dt}(\cos \theta_e)$$

Entsprechend kann die Spannung über den intakten Teil der Wicklung wie folgt dargestellt werden:

$$u_1 = (1 - \mu)R_s \cdot i_a + \frac{d}{dt}(\psi_1 + \frac{N_1}{N_2}\psi_2 + \frac{N_1}{N_A}\psi_{BA} + \frac{N_1}{N_A}\psi_{CA}) + (1 - \mu)e_a \quad (8.4)$$

wobei ψ_1 und ψ_2 die Verkettungsflüsse durch die Selbstinduktion der intakten bzw. der kurzgeschlossenen Windungen darstellen und ψ_{BA} , ψ_{CA} die Verkettungsflüsse durch die

Gegeninduktion:

$$\begin{aligned}\psi_1 &= (1 - \mu)^2 L_s \cdot i_a \\ \psi_2 &= \mu^2 L_s \cdot i_2 \\ \psi_{BA} &= -M \cdot i_b \\ \psi_{CA} &= -M \cdot i_c\end{aligned}$$

Analog zu (8.4) setzt sich die Spannung über die kurzgeschlossenen Windungen wie folgt zusammen:

$$u_2 = \mu R_s \cdot i_2 + \frac{d}{dt} \left(\psi_2 + \frac{N_2}{N_1} \psi_1 + \frac{N_2}{N_A} \psi_{BA} + \frac{N_2}{N_A} \psi_{CA} \right) + \mu e_a \quad (8.5)$$

Wird nun die Gleichung (8.3) in die Gleichungen (8.4) und (8.5) unter der Annahme $i_2 = i_a - i_f$ eingesetzt, können die beiden Gleichungen zur Beschreibung der fehlerhaften Wicklung wie folgt formuliert werden:

$$\begin{aligned}u_a &= R_s i_a + L_s \frac{di_a}{dt} - M \frac{di_b}{dt} - M \frac{di_c}{dt} + e_a - \mu R_s i_f - \mu L_s \frac{di_f}{dt} \\ R_f i_f &= \mu R_s i_a + \mu L_s \frac{di_a}{dt} - \mu M \frac{di_b}{dt} - \mu M \frac{di_c}{dt} + \mu e_a - \mu R_s i_f - \mu^2 L_s \frac{di_f}{dt}\end{aligned} \quad (8.6)$$

Damit ergibt sich folgende mathematische Beschreibung für das Modell einer PMSM mit einem Zwischenwindungskurzschluss in der Phase A:

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -\mu R_s \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ \mu R_s & 0 & 0 & -\mu R_s - R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} L_s & -M & -M & -\mu L_s \\ -M & L_s & -M & \mu M \\ -M & -M & L_s & \mu M \\ \mu L_s & -\mu M & -\mu M & -\mu^2 L_s \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \Psi_{PM} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \mu \cos \theta_e \end{bmatrix}\end{aligned} \quad (8.7)$$

Nun sollen anhand des Modells in der Gleichung (8.7) und des Ersatzschaltbildes in der Abb. 8.1 (b) die Auswirkungen des Zwischenwindungskurzschlusses auf die Systemgrößen analysiert werden. Wie aus dem Ersatzschaltbild der fehlerhaften Wicklung ersichtlich, bildet der kurzgeschlossene Teil der Wicklung eine aus elektrotechnischer Sicht geschlossene Schleife. Als Folge erzeugt die in den kurzgeschlossenen Windungen induzierte Polradspannung μe_a einen innerhalb der Schleife zirkulierenden Strom. Dieser weist eine dem Phasenstrom entgegengesetzte Stromrichtung auf und erzeugt damit ein dem Verkettungsfluss der Wicklung entgegen gerichtetes Feld. Als Folge wird das Gesamtmagnetfeld der Wicklung geschwächt, was letztlich als eine Reduktion der Induktivität der betroffenen Wicklung verstanden werden kann. Der Effekt ist auch im mathematischen Modell in der Gleichung (8.7) als Verkleinerung des induktiven Spannungsabfalls sichtbar. Ein weiterer Effekt ist die Minderung des effektiven Wicklungswiderstandes, wodurch auch der ohmsche

Spannungsabfall in der betroffenen Wicklung sinkt, wie im Modell erkennbar.

Durch die Verringerung der Induktivität und des ohmschen Widerstands in der betroffenen Phase kommt es zu einer Unsymmetrie in der Maschine. Ihre Ausprägung ist von ω_e , μ und R_f abhängig, wobei die Zusammenhänge nachfolgend näher betrachtet werden. Der Einfluss der Winkelgeschwindigkeit ist dabei einfach zu erklären. Die induzierte Polradspannung ist proportional zu ω_e , entsprechend gilt:

$$e_2 = -\mu \cdot \omega_e \Psi_{PM} \sin \theta_e \quad (8.8)$$

Damit steigt mit höher werdender Winkelgeschwindigkeit auch der in der Schleife zirkulierende Strom, was zu einer deutlicheren Schwächung des Magnetfelds der Wicklung und entsprechend einer stärkeren Unsymmetrie führt.

Auch wenn mehr Windungen in den Kurzschluss involviert sind, hat das negative Auswirkungen auf die Symmetrie der Maschine. Der Effekt ist jedoch erst bei kleinen R_f -Werten deutlich ausgeprägt, da in diesem Fall die betroffenen Windungen tatsächlich als kurzgeschlossen betrachtet werden können und der effektive Wicklungswiderstand mit steigendem μ sinkt.

Den stärksten Einfluss auf die Ausprägung der Unsymmetrie hat jedoch R_f . Je kleiner der verbliebene Widerstand zwischen den Windungen wird, desto größer wird der zirkulierende Strom in der Schleife (bei gleichbleibender Winkelgeschwindigkeit) und damit die Schwächung des Magnetfeldes. Auch fließt der Phasenstrom bei kleinen R_f -Werten eher über den Kurzschlusspfad, sodass die parallelgeschalteten Windungen tatsächlich entfallen und die elektrischen Parameter der Wicklung sinken.

Die durch den Zwischenwindungskurzschluss entstehende Unsymmetrie wirkt sich in erster Linie auf die Ströme in der Maschine aus. Gleichzeitig werden die Ströme für die Regelung der Maschine kontinuierlich gemessen. Damit stellen sie die optimalen Systemgrößen für die Suche nach fehlerspezifischen Merkmalen im Rahmen der Fehlererkennung. Entsprechend sollen im nächsten Kapitel die Folgen der Unsymmetrie auf die Ströme der PMSM mithilfe der Theorie der symmetrischen Komponenten untersucht werden.

8.2 Theorie der symmetrischen Komponenten

Die Theorie der symmetrischen Komponenten wurde Anfang des 20. Jahrhunderts von Charles Legeyt Fortescue [71] mit dem Ziel entwickelt, die Analyse von Unsymmetrien in Mehrphasensystemen zu vereinfachen und findet heute insbesondere in der Analyse von Dreiphasensystemen breite Anwendung. Die Methode basiert auf der Tatsache, dass bei einem symmetrischen Dreiphasensystem die Phasengrößen im eingeschwungenen Zustand die gleiche Amplitude aufweisen sowie eine Phasenverschiebung von 120° zueinander. Damit können die Phasengrößen im komplexen Koordinatensystem als drei komplexe Zeiger gleicher Länge und entsprechender Phasenlage dargestellt werden. Die drei Zeiger bilden ein symmetrisches Zeigersystem, welches in die positive Richtung synchron mit den Phasengrößen rotiert (s. Abb. 8.2).

Tritt in einem Dreiphasensystem eine Unsymmetrie auf, wird auch das entsprechende Zeigersystem unsymmetrisch, wie in der Abb. 8.3 zu sehen. Nach der Theorie der

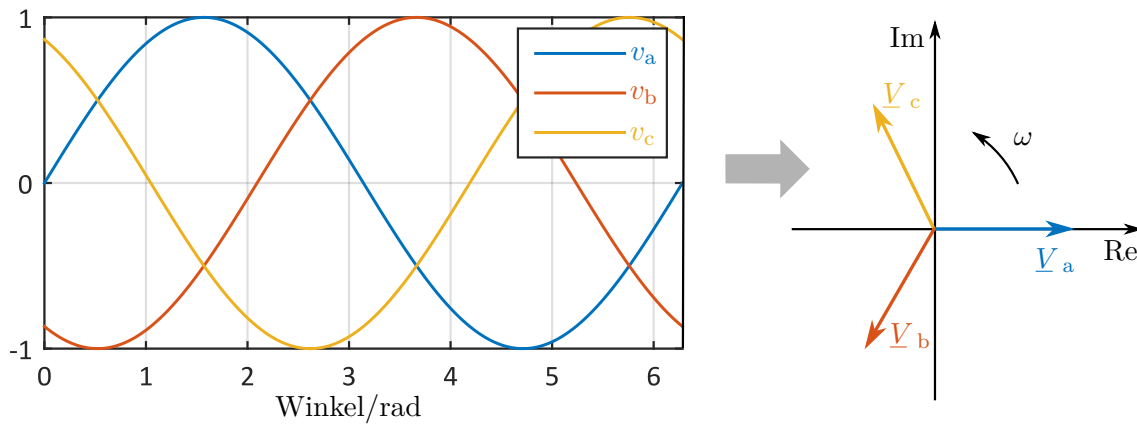


Abbildung 8.2: Ein symmetrisches Dreiphasensystem als Zeigerdiagramm

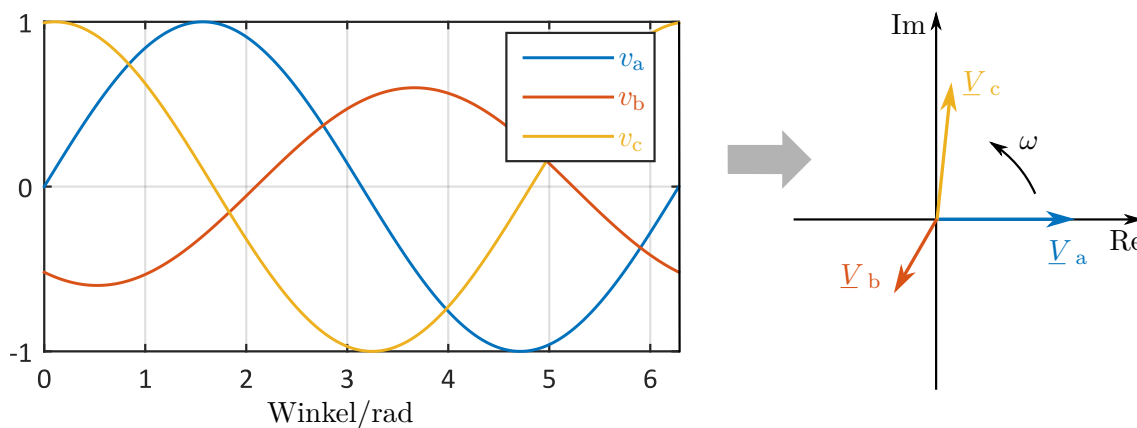


Abbildung 8.3: Ein unsymmetrisches Dreiphasensystem als Zeigerdiagramm

symmetrischen Komponenten kann nun jedes unsymmetrische Zeigersystem als Summe zweier symmetrischer Zeigersysteme mit entgegengesetzter Rotationsrichtung (positive und negative Richtung) und eines ortsfesten Nullsystems formuliert werden, wie in der Abb. 8.4 dargestellt. Dabei spiegelt das in positive Richtung rotierende Zeigersystem (positive symmetrische Komponente) das Gehalt der Symmetrie im untersuchten Dreiphasensystem wieder, während die negative symmetrische Komponente die Unsymmetrie wiedergibt. Das Nullsystem als dritte Komponente stellt schließlich den eventuell vorhandenen Offset des Dreiphasensystems dar. Entsprechend weist ein symmetrisches Dreiphasensystem nur die positive Komponente auf. Kommt es jedoch zu einer Unsymmetrie im System, entsteht zusätzlich eine negative Komponente sowie eventuell eine Nullkomponente, wobei mit steigender Unsymmetrie die positive Komponente schrumpft und die negative Komponente sowie die mögliche Nullkomponente wachsen.

Mathematisch kann die Gleichung für die Berechnung der symmetrischen Komponenten wie folgt formuliert werden [73]:

$$\begin{bmatrix} \underline{V}^+ \\ \underline{V}^- \\ \underline{V}_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_a \\ \underline{V}_b \\ \underline{V}_c \end{bmatrix} \quad (8.9)$$

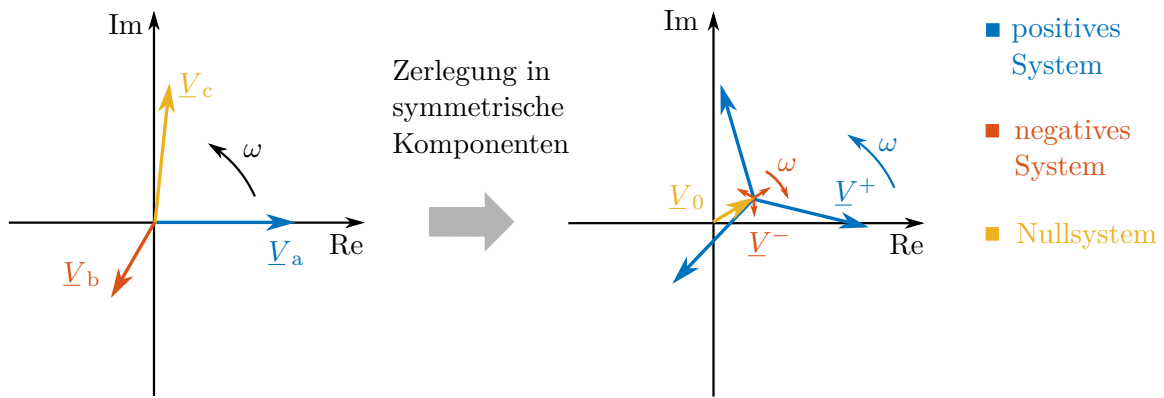


Abbildung 8.4: Zerlegung eines unsymmetrischen Dreiphasensystems in symmetrische Komponenten

wobei \underline{V}^+ die positive Komponente darstellt, \underline{V}^- die negative Komponente und \underline{V}_0 die Nullkomponente. Weiterhin ist $\underline{a} = e^{j\frac{2}{3}\pi}$ ein komplexer Operator für die Drehung des jeweiligen Phasenzweigs um 120° .

Nun sollen mithilfe der Theorie der symmetrischen Komponenten die Auswirkungen der Unsymmetrie auf die Ströme der PMSM untersucht werden. Wird eine in Stern geschaltete Maschine ohne Neutralleiter angenommen, addieren sich die Phasenströme stets zu Null, sodass grundsätzlich keine Nullkomponente entstehen kann. Entsprechend kann die mögliche Unsymmetrie anhand des Auftretens der negativen Komponente erkannt werden. Die negative Komponente kann im statorfesten $\alpha\beta$ -Koordinatensystem als ein weiterer, mit $-\omega_e$ rotierender Stromraumzeiger angenommen werden, wie in der Abb. 8.5 dargestellt. Damit

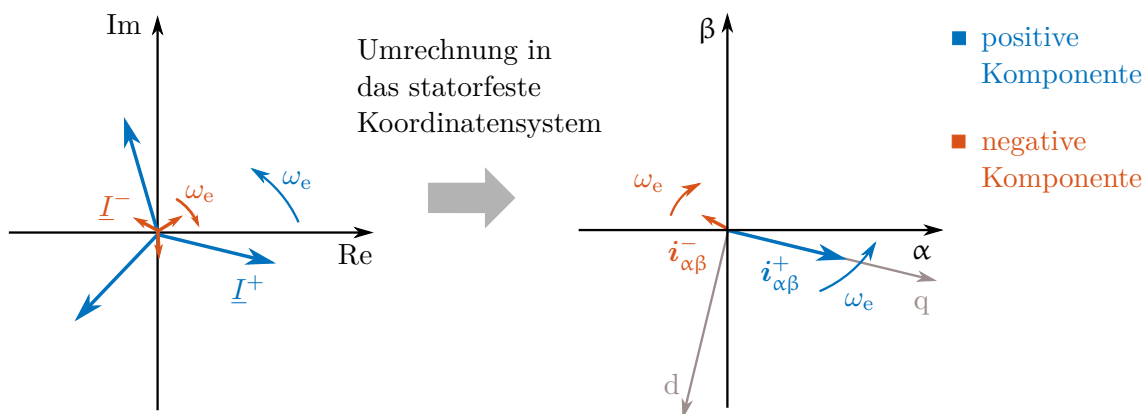


Abbildung 8.5: Darstellung der Unsymmetrie im statorfesten Koordinatensystem

rotieren im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem zwei Stromraumzeiger gleichzeitig und entgegengesetzt zueinander. Der Stromraumzeiger mit der positiven Rotationsrichtung ist gewünscht, der in die negative Richtung rotierende Stromraumzeiger entsteht durch die Unsymmetrie. Die Überlagerung der beiden ergibt den tatsächlich erzeugten Stromraumzeiger. Wird dieser anschließend in das rotorfeste dq-Koordinatensystem transformiert, stellt seine positive Komponente einen ortsfesten Stromraumzeiger dar. Die negative Komponente dagegen rotiert aus Sicht des dq-Koordinatensystems mit $-2\omega_e$, sodass der resultierende Stromraumzeiger \underline{i}_{dq} im Falle einer Unsymmetrie eine zweite Harmonische aufweist. Damit kann ein beginnender Zwischenwindungskurzschluss anhand der Zunahme der zweiten

Harmonischen im dq-Stromraumzeiger detektiert werden.

8.3 Analyse des Frequenzspektrums des dq-Stromraumzeigers

Wie im vorherigen Abschnitt hergeleitet, kann ein Zwischenwindungskurzschluss in einer PMSM anhand der zweiten Harmonischen im dq-Stromraumzeiger erkannt werden. Dafür kann das Frequenzspektrum von \mathbf{i}_{dq} mittels einer geeigneten Frequenztransformation untersucht werden. Eine einfache Möglichkeit, die Spektralanalyse in Echtzeit durchzuführen, bildet die schnelle Fourier-Transformation (engl. Fast Fourier Transform, kurz FFT) [46], [52]. Allerdings ist die Aussagekraft des damit ermittelten Frequenzspektrums auf den stationären Zustand der Maschine (konstante Drehzahl, konstantes Drehmoment) begrenzt. Dies soll nachfolgend anhand einer Simulation verdeutlicht werden soll.

Für die Simulation wurde ein Modell des entwickelten Motorprüfstands aufgestellt und um einen zuschaltbaren Zwischenwindungskurzschluss entsprechend der Gleichung (8.7) erweitert. Als Regelung kommt die im Kapitel 5 entwickelte modellbasierte prädiktive Stromregelung zum Einsatz, wobei diese um eine übergeordnete Drehzahlregelschleife mit einem PI-Regler erweitert wurde. Dadurch soll der Betrieb mit einer konstanten Drehzahl ermöglicht werden.

In der ersten Simulation soll das Frequenzspektrum von \mathbf{i}_{dq} im stationären Zustand untersucht werden. Dafür wird die Solldrehzahl der Maschine auf einen konstanten Wert von 500 U/min gesetzt und ein Lastmoment von 0,18 Nm beaufschlagt. Anschließend wird \mathbf{i}_{dq} als komplexer Zeiger gespeichert und sein Frequenzspektrum mittels der FFT ermittelt. Die Simulationsergebnisse für die intakte Maschine sowie für die Maschine mit einem Zwischenwindungskurzschluss sind in der Abb. 8.6 dargestellt. Wie aus der Abbildung hervorgeht, weist das Frequenzspektrum von \mathbf{i}_{dq} im Fehlerfall eine signifikante Zunahme der zweiten Harmonischen (bei $-2f = -50$ Hz) auf. An dieser Stelle soll hervorgehoben werden, dass der Amplitudengang eines komplexen Zeigers keine symmetrische Spiegelung um die Amplitudenachse (bei 0 Hz) aufweist, wie es bei reellen Signalen stets der Fall ist. Die Rotationsrichtung eines komplexen Zeigers ist eindeutig. Damit resultiert die Fourier-Transformation in eine positive Frequenzkomponente für die Rotation gegen Uhrzeigersinn, oder in eine negative Frequenzkomponente für die Rotation im Uhrzeigersinn (vgl. dazu [72]). Ein reeler Signal dagegen wird im Rahmen der Fourier-Transformation, aufgrund fehlender Information über die Rotationsrichtung, durch zwei entgegengesetzt rotierende komplexe Zeiger nachgebildet, was die Ursache für die symmetrische Spiegelung des Amplitudengangs reeler Signale darstellt.

Im nächsten Schritt soll überprüft werden, ob das Frequenzspektrum auch unter nicht-stationären Bedingungen die Erkennung des Fehlers erlaubt. Dafür wird in der zweiten Simulation die Solldrehzahl der Maschine während des Erfassungsfensters für die Frequenztransformation sprunghaft von 500 U/min auf 1000 U/min geändert. Das Frequenzspektrum des resultierenden dq-Stromraumzeigers ist in der Abb. 8.7 dargestellt. Anhand des Spektrums können zwei Effekte beobachtet werden. Einerseits ändert sich aufgrund des Drehzahlsprungs die Grundfrequenz der Phasenströme, sodass die zweite Harmonische als Folge des Fehlers auf zwei Frequenzwerte (bei $-2f = -50$ Hz für 500 U/min und

bei $-2f = -100$ Hz für 1000 U/min) aufgeteilt wird. Andererseits erzeugt der transiente Vorgang im \dot{i}_{dq} -Verlauf zusätzliche Harmonischen auf der gesamten Frequenzachse, sodass die beiden Komponenten der Fehler-Harmonischen fast vollständig durch den transienten Vorgang überdeckt werden. Damit kann die Information des Frequenzspektrums unter nicht-stationären Bedingungen in dieser Form nicht für die Fehlererkennung verwendet werden.

Zusammengefasst zeigen die Simulationsergebnisse, dass die Erkennung eines Zwischenwindungskurzschlusses anhand des mittels FFT ermittelten Frequenzspektrums des dq-Stromraumzeigers nur im stationären Zustand möglich ist. Dies stellt jedoch eine signifikante Einschränkung der Funktionalität der Detektion dar, da im realen Betrieb einer PM Synchronmaschine der stationäre Zustand je nach Anwendung auch selten oder nur kurz erreicht werden kann. Zudem ist eine Frequenztransformation mit einem großen Speicheraufwand verbunden. Soll eine Auflösung der Frequenzachse von $\Delta f = 1$ Hz erreicht werden (wie bei den vorgestellten Simulationsergebnissen), müssen die dq-Ströme eine Sekunde lang aufgenommen und gespeichert werden. Ausgehend von einer für die GPC-Stromregelung verwendeten Abtastzeit von $T_a = 100$ μ s resultiert der Speicherbedarf in 10.000 Werte pro Messgröße. Entsprechend ist eine Lösung notwendig, welche eine zuverlässige Fehlererkennung ohne die speicheraufwendige Frequenztransformation sowie auch unter nicht-stationären Bedingungen erlaubt. Von dieser Feststellung ausgehend wird im nächsten Kapitel ein Ansatz entwickelt, welcher die Detektion des Zwischenwindungskurzschlusses in einer PMSM ohne zusätzlichen Speicherbedarf, recheneffizient und in jeder Betriebssituation sicherstellt.

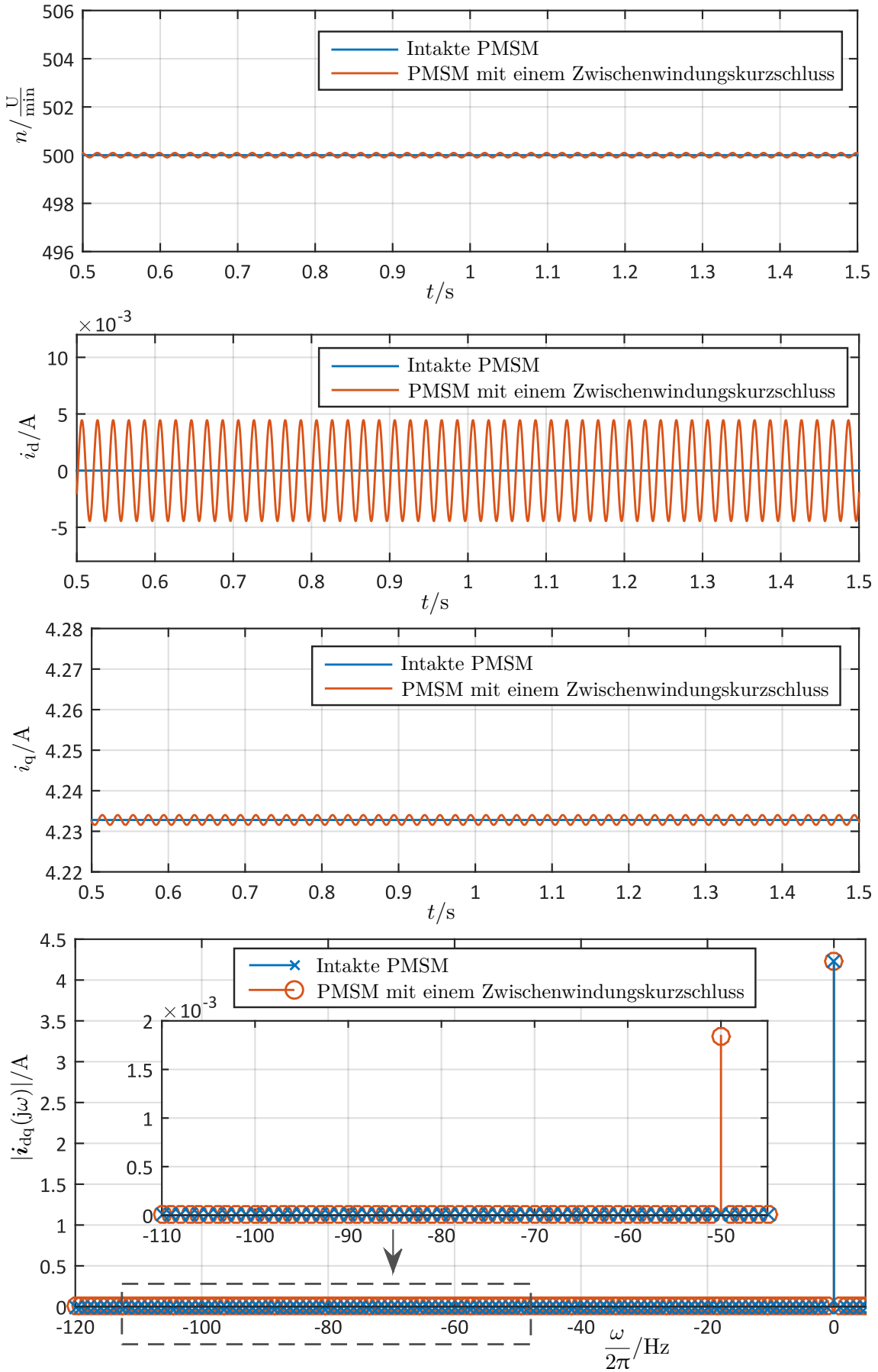


Abbildung 8.6: Simulationsergebnisse für die PMSM im stationären Zustand mit und ohne Zwischenwindungskurzschluss (von oben nach unten): Drehzahl, d-Strom, q-Strom, Frequenzspektrum des dq-Stromraumzeigers.

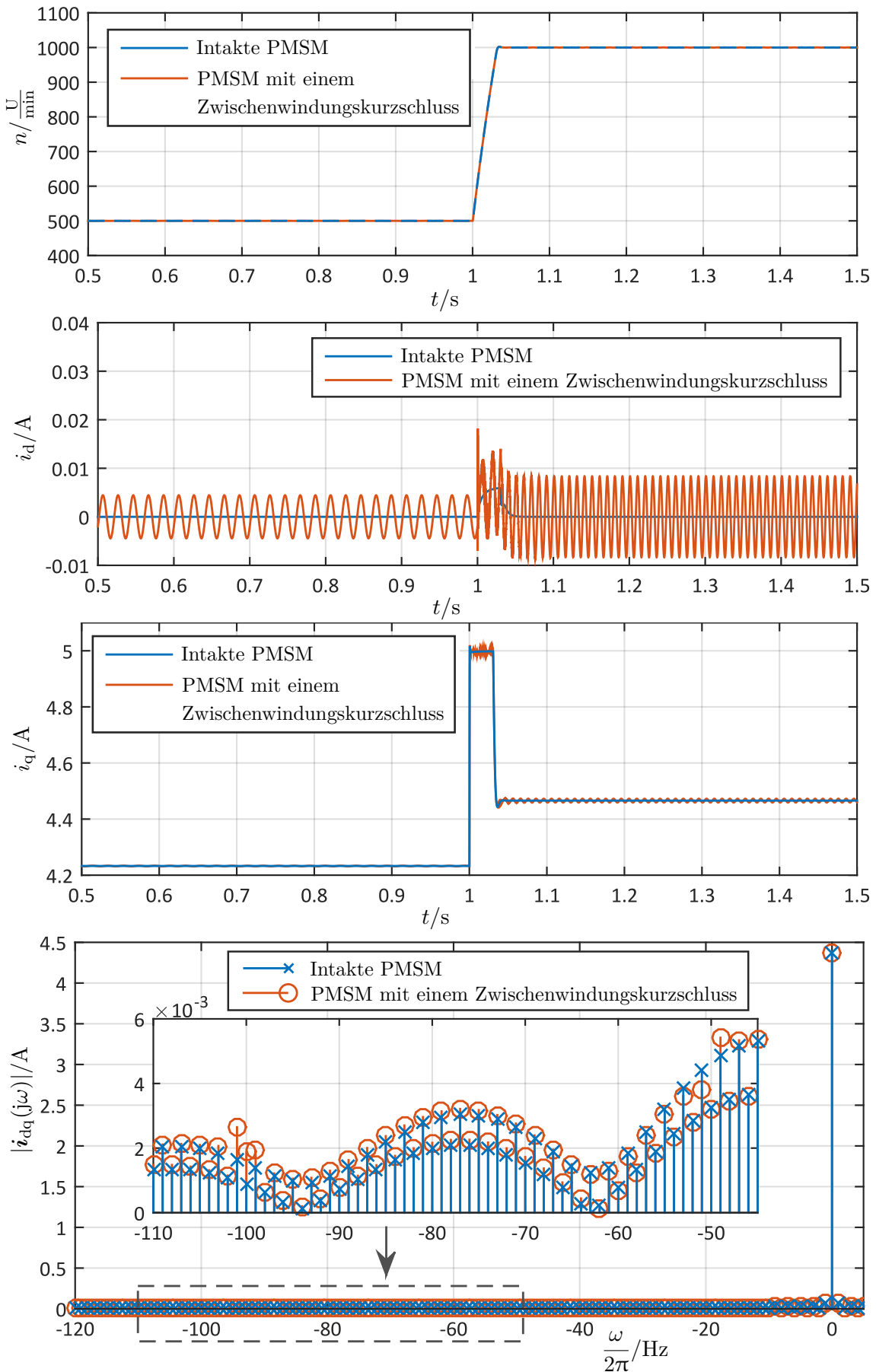


Abbildung 8.7: Simulationsergebnisse für die PMSM während eines transienten Vorgangs mit und ohne Zwischenwindungskurzschluss (von oben nach unten): Drehzahl, d-Strom, q-Strom, Frequenzspektrum des dq-Stromraumzeigers.

KAPITEL 9

Detektion des Zwischenwindungskurzschlusses unter Einsatz von MPC

9.1 Beschreibung der Idee

Die Fehlererkennung anhand des Frequenzspektrums des dq-Stromraumzeigers stellt einen interessanten Ansatz dar, kommt jedoch für viele Anwendungen aufgrund der Beschränkung auf den stationären Zustand nicht infrage. Entsprechend wird in diesem Kapitel eine Strategie zur Sicherung der Fehlerinformation des Frequenzspektrums auch unter nicht-stationären Bedingungen vorgestellt. Dafür wird die im Kapitel 5 entwickelte modellbasierte prädiktive Stromregelung als Regelstrategie angenommen. Diese berechnet im Rahmen des quadratischen Programms in jedem Abtastschritt den zukünftigen Verlauf des dq-Stromraumzeigers anhand des Modells der intakten PMSM. Diese Prädiktion ist für die Fehlererkennung sehr nützlich. Die Idee besteht darin, für die Frequenzanalyse nicht den gemessenen dq-Stromraumzeiger heranzuziehen, sondern zunächst die Abweichung zwischen dem modellierten Verhalten der intakten PMSM und den Messwerten in Form eines Residuumvektors \mathbf{i}_{dq}^e zu berechnen:

$$\mathbf{i}_{dq}^e = \begin{bmatrix} i_d^e \\ i_q^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^m \\ i_q^m \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_d^p \\ i_q^p \end{bmatrix} \quad (9.1)$$

wobei i_d^m, i_q^m die gemessenen und i_d^p, i_q^p die vorhergesagten dq-Ströme sind. Durch die Berechnung des Residuumvektors werden die Harmonischen des transienten Vorgangs weitgehend eliminiert, da diese in der Modellantwort ebenfalls vorhanden sind. Im Frequenzspektrum von \mathbf{i}_{dq}^e erscheint damit die im Modell der intakten PMSM nicht berücksichtigte zweite Harmonische als Folge des Zwischenwindungskurzschlusses auch unter nicht-stationären Bedingungen sehr deutlich.

Zur Überprüfung der Aussage wird das in der Abb. 8.7 dargestellte Simulationsszenario wiederholt und das Frequenzspektrum von \mathbf{i}_{dq}^e in der Abb. 9.1 dargestellt. Wie aus der Abbildung ersichtlich, ist die zweite Harmonische deutlich vom Grundspektrum abgegrenzt und der transiente Vorgang im Frequenzspektrum nicht erkennbar. Allerdings bleibt der

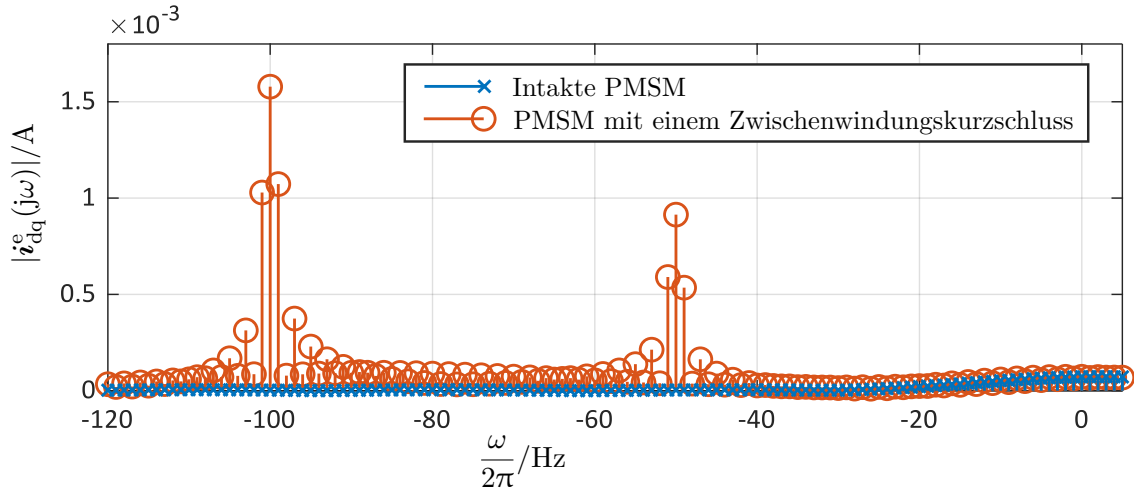


Abbildung 9.1: Frequenzspektrum des Residuumvektors während eines transienten Vorgangs für den fehlerfreien Fall sowie für den Fall eines Zwischenwindungskurzschlusses

Effekt des Drifts der Fehler-Harmonischen aufgrund der Grundfrequenzänderung der Phasenströme. Im betrachteten Simulationsszenario ändert sich die Drehzahl innerhalb des Erfassungsfensters nur einmal und nahezu sprungförmig, sodass sich die Fehler-Harmonische auf zwei Frequenzen mit jeweils messbaren Amplitudenwerten aufteilt. Kritisch wird der Effekt jedoch, wenn sich die Drehzahl kontinuierlich ändert, wie in der Abb. 9.2 dargestellt. In diesem Fall teilt sich die Fehler-Harmonische auf einen großen Frequenzbereich auf, sodass die jeweiligen Amplitudenwerte sehr klein werden und im realen System im Rauschen untergehen würden.

Das Problem des Drifts der Fehler-Harmonischen kann umgangen werden, indem auf die Analyse des Gesamtfrequenzspektrums des Residuumvektors verzichtet wird und nur die zweite Harmonische berechnet wird. Im fehlerfreien Fall bildet der Residuumvektor die Modellgenauigkeit ab und ist bei einer korrekten Systemmodellierung nahezu vernachlässigbar. Unter einem Zwischenwindungskurzschluss andererseits besteht \mathbf{i}_{dq}^e fast ausschließlich aus der zweiten Harmonischen. Damit ist es für die Fehlererkennung naheliegend, \mathbf{i}_{dq}^e mittels einer Koordinatentransformation auf ein (aus Sicht des dq-Koordinatensystems) mit $-2\omega_e$ rotierendes Koordinatensystem abzubilden:

$$\mathbf{i}_{2dq}^e = \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}^e \quad (9.2)$$

wobei $\phi = -2\theta_e$. Im neuen Koordinatensystem und unter einem Zwischenwindungskurzschluss stellt der Residuumvektor auch bei kontinuierlicher Drehzahländerung einen konstanten Zeiger dar, wobei die aufgrund der Modellgenauigkeit eventuell vorhandenen Harmonischen durch eine nachgeschaltete Tiefpassfilterung sehr effektiv eliminiert werden können. Zudem entfällt die Notwendigkeit einer Frequenztransformation, die zweite Harmonische wird mittels beschriebener Koordinatentransformation aus dem Frequenzspektrum extrahiert. Entsprechend wird die Amplitude des Residuumvektors nachfolgend als Indikator für das Auftreten des Zwischenwindungskurzschlusses eingesetzt.

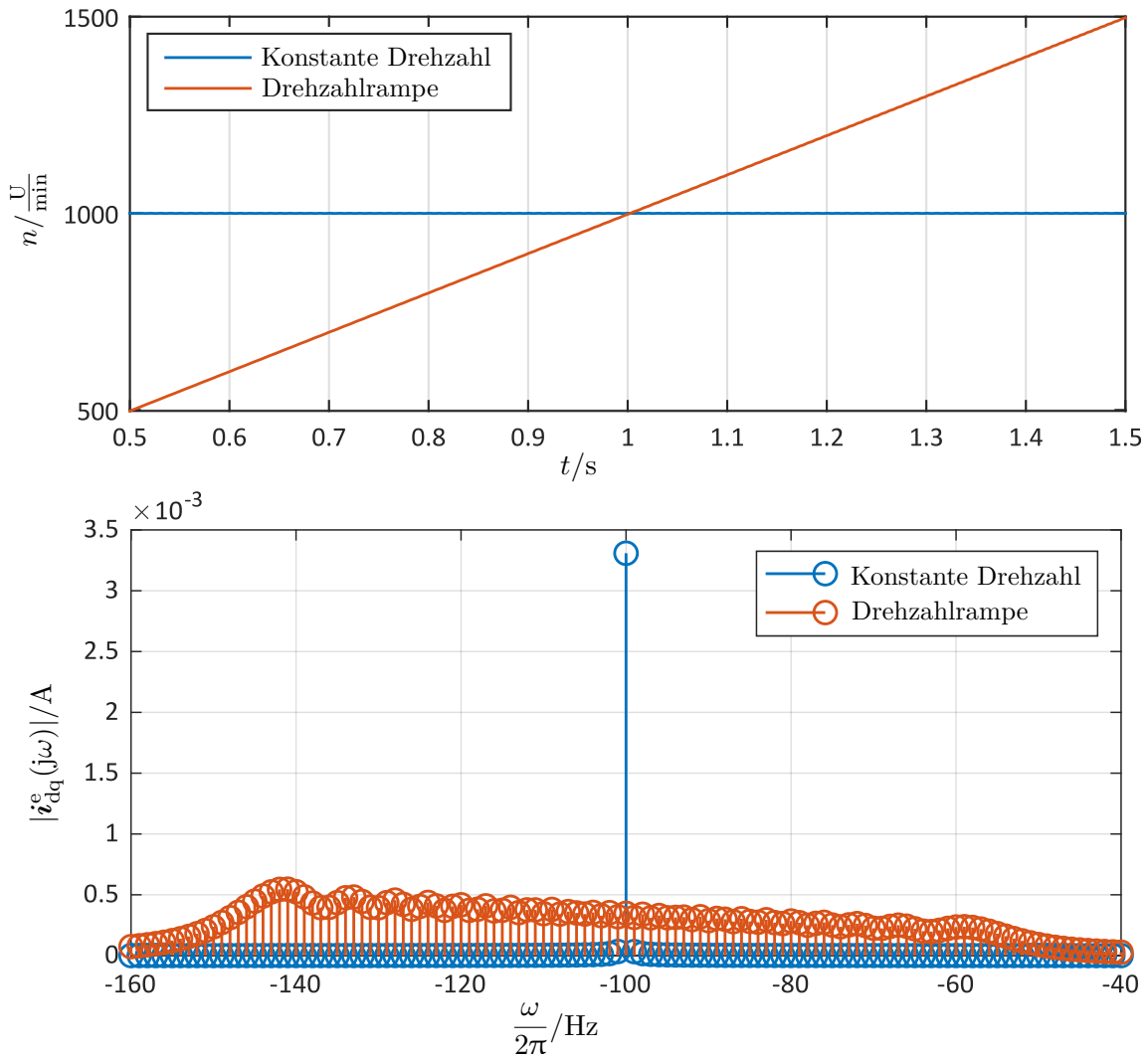


Abbildung 9.2: Auswirkung einer kontinuierlichen Drehzahländerung auf das Frequenzspektrum des Residuumvektors im Fehlerfall

Durch die Auswertung von $|i_{2dq}^e|$ kann ein Zwischenwindungskurzschluss erkannt, aber nicht lokalisiert werden. Diese wichtige Zusatzinformation kann jedoch aus der Phasenlage des Residuumvektors gewonnen werden. Um dies näher zu untersuchen, wird das in der Abb. 9.2 dargestellte Simulationsszenario mit der linear ansteigenden Drehzahl wiederholt. Dabei wird die Simulation insgesamt drei Mal durchgeführt, mit der jeweils anderen vom Zwischenwindungskurzschluss betroffenen Phase. In der ersten Simulation wird der Fehler in der Phase A nach 0,5 s eingeschaltet, in der zweiten ist die Phase B nach 0,75 s betroffen und in der dritten Simulation tritt der Fehler nach 1 s auf. Die Ergebnisse der drei Simulationen sind in der Abb. 9.3 dargestellt. Wie aus der Abbildung hervorgeht, kann ein Zwischenwindungskurzschluss anhand der Amplitude des Residuumvektors mit einer geringen Zeitverzögerung aufgrund nachgeschalteter Tiefpassfilterung eindeutig erkannt werden, wobei der Wert der Amplitude proportional zur Drehzahl steigt. Der Grund dafür ist der mit der Drehzahl ebenfalls steigende Fehlerstrom i_f und sein dem Magnetfeld der Wicklung entgegen gerichtetes Feld.

Nun sollte die Phasenlage des Residuumvektors untersucht werden. Wie die Simulationsergebnisse zeigen, kann die resultierende Phasenlage nach dem Auftreten des Fehlers

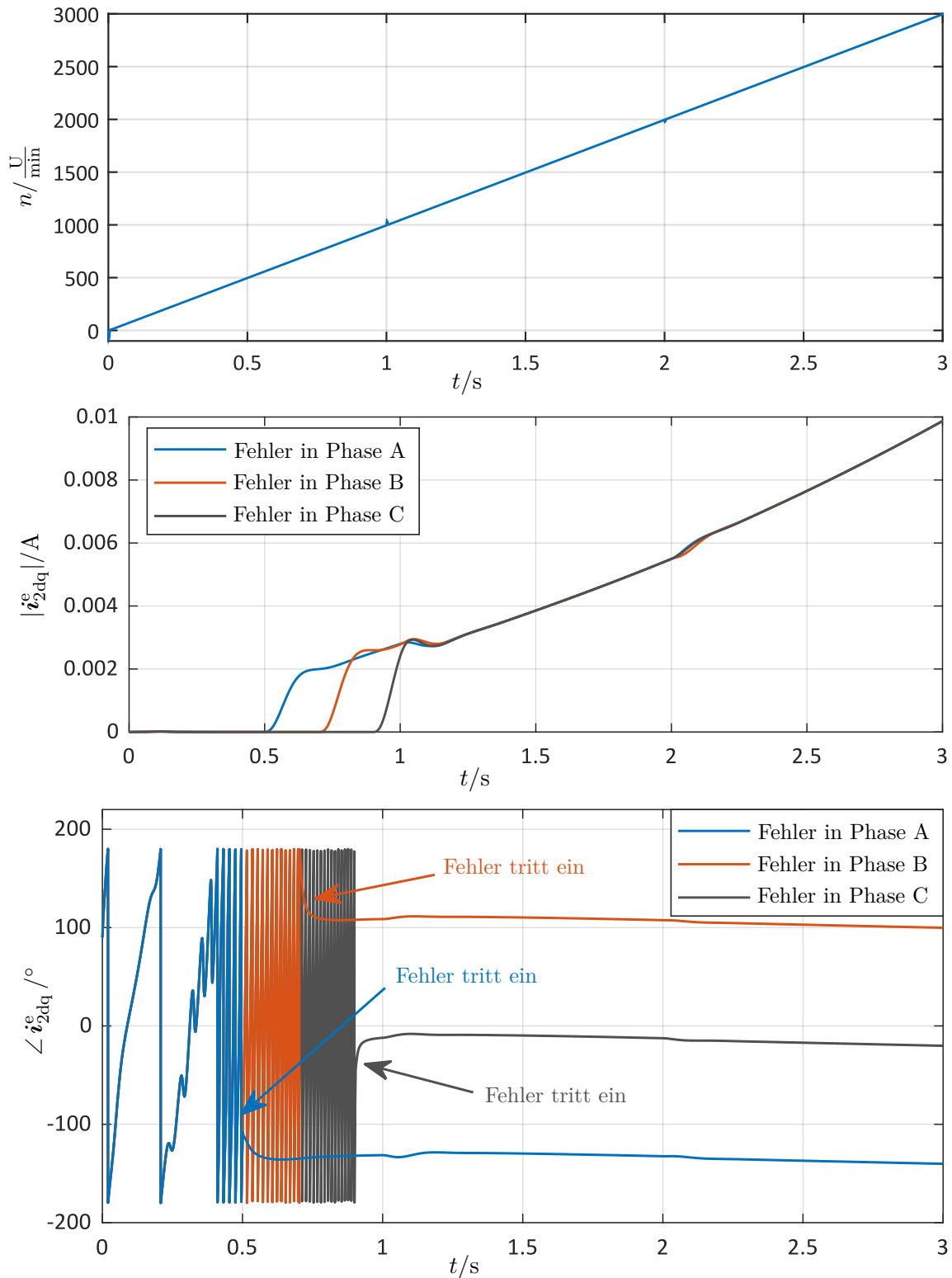


Abbildung 9.3: Simulative Auswertung der Amplitude und der Phasenlage des Residuumsvektors für den Zwischenwindungskurzschluss in verschiedenen Phasen

eindeutig der betroffenen Phase zugeordnet werden. So hat der Fehler in der Phase A eine Phasenlage $\angle i_{2dq}^e \approx -140^\circ$ zur Folge, die Phase B $\angle i_{2dq}^e \approx 110^\circ$ und die Phase C $\angle i_{2dq}^e \approx -10^\circ$. Weiterhin ist die Phasenlage von der Drehzahl der Maschine unabhängig. Damit liefert der Residuumsvektor alle notwendigen Informationen zur robusten Erkennung

und Lokalisierung eines Zwischenwindungskurzschlusses, zumindest in der Theorie. Entsprechend muss diese Aussage im nächsten Schritt durch Experimente am realen System untermauert werden.

9.2 Umbau des Motorprüfstands

Bevor der entwickelte Detektionsalgorithmus experimentell getestet werden kann, muss die Prüflingsmaschine um einen ein- und wieder ausschaltbaren Zwischenwindungskurzschluss erweitert werden. Eine in der Literatur diesbezüglich oft verwendete Konfiguration basiert auf einer speziell auf das gewünschte Verhalten zugeschnittene Neuauslegung der Maschine, wie sie z. B. in [46] verwendet wird. Dabei werden an einigen Windungen Zugangspunkte geschaffen, sodass sie untereinander kurzgeschlossen oder über einen Widerstand verbunden werden können. Die Konfiguration ermöglicht eine perfekte Nachbildung eines Zwischenwindungskurzschlusses, hat jedoch den Nachteil, dass sie nicht in eine bereits vorhandene Maschine eingebaut werden kann. Die Maschine muss mindestens neu gewickelt und in der Regel eher neu entworfen werden. Aus diesem Grund wird nachfolgend eine andere Strategie zur Kurzschlussnachbildung vorgestellt.

Die Idee besteht darin, auf die galvanische Verbindung der vom Kurzschluss betroffenen Windungen zu verzichten und damit die ohmschen Effekte wie die Reduzierung des effektiven Widerstands der Wicklung zu vernachlässigen. Stattdessen soll nur die induktive Kopplung zwischen der Wicklung und der durch den Fehler entstehenden Kurzschlusschleife nachgebildet werden. Dies kann einfach erreicht werden, indem auf die entsprechende Wicklung eine oder mehrere zusätzliche Windungen gewickelt und über den Widerstand R_f geschlossen werden, wie in der Abb. 9.4 rechts dargestellt.

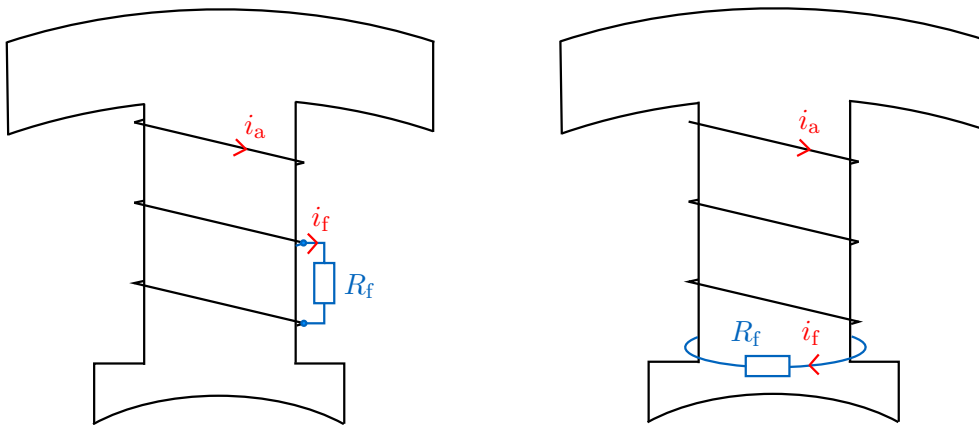


Abbildung 9.4: Links die Darstellung eines echten Zwischenwindungskurzschlusses, rechts die Strategie zu seiner Nachbildung

Da die eingebrachten Windungen die gleiche Geometrie aufweisen wie die Wicklung selbst, kann ihr elektrisches Ersatzschaltbild wie in der Abb. 9.5 folgt dargestellt und analog zur Gleichung (8.5) durch folgende Gleichung beschrieben werden:

$$u_2 = \mu R_s \cdot i_2 + \frac{d}{dt} \left(\psi_2 + \frac{N_2}{N_A} \psi_1 + \frac{N_2}{N_A} \psi_{BA} + \frac{N_2}{N_A} \psi_{CA} \right) + \mu e_a \quad (9.3)$$

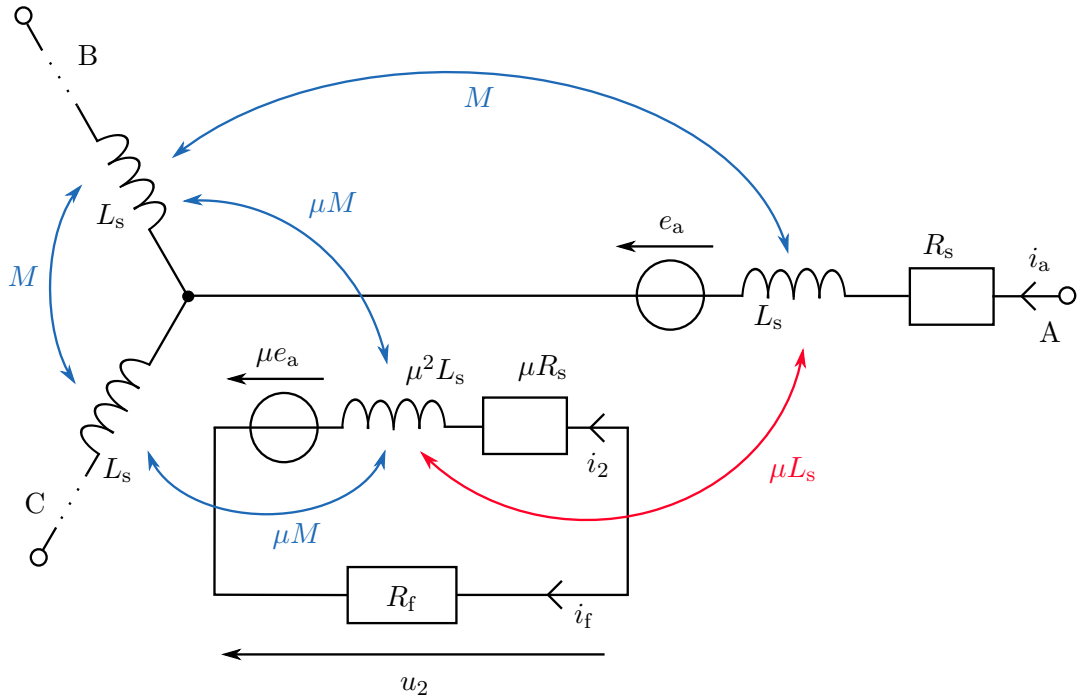


Abbildung 9.5: Ersatzschaltbild der eingebrachten Windungen

wobei gilt:

$$\begin{aligned}\psi_1 &= L_s i_a \\ \psi_2 &= \mu^2 L_s \cdot i_2 \\ \psi_{BA} &= -M \cdot i_b \\ \psi_{CA} &= -M \cdot i_c\end{aligned}$$

Gleichzeitig sind die eingebrachten Windungen mit der Motorwicklung induktiv gekoppelt, was durch folgende Gleichung ausgedrückt werden kann:

$$u_a = R_s \cdot i_a + \frac{d}{dt} \left(\psi_1 + \frac{N_A}{N_2} \psi_2 + \psi_{BA} + \psi_{CA} \right) + e_a \quad (9.4)$$

Unter der Berücksichtigung der Gleichung (8.2) und der Annahme $i_2 = -i_f$ können schließlich die beiden Gleichungen zur Beschreibung der vorgeschlagenen Konfiguration wie folgt formuliert werden:

$$\begin{aligned}u_a &= R_s i_a + L_s \frac{di_a}{dt} - M \frac{di_b}{dt} - M \frac{di_c}{dt} + e_a - \mu L_s \frac{di_f}{dt} \\ R_f i_f &= \mu L_s \frac{di_a}{dt} - \mu M \frac{di_b}{dt} - \mu M \frac{di_c}{dt} + \mu e_a - \mu R_s i_f - \mu^2 L_s \frac{di_f}{dt}\end{aligned} \quad (9.5)$$

Durch den Vergleich des mathematischen Modells der vorgeschlagenen Konfiguration in (9.5) mit dem Modell des echten Zwischenwindungskurzschlusses in (8.6) wird der Unterschied sichtbar: die beiden Konfigurationen unterscheiden sich darin, dass bei einem echten Kurzschluss die beiden Gleichungen für den intakten und kurzgeschlossenen Teil der Wicklung neben der gegenseitigen induktiven Beeinflussung auch eine ohmsche Kopplung

aufweisen. Diese ohmsche Kopplung fehlt in der vorgeschlagenen Konfiguration. Damit fallen die Auswirkungen des Fehlers schwächer aus als bei einem echten Zwischenwindungskurzschluss, wo die Verringerung des ohmschen Widerstands zur einer größeren Unsymmetrie beiträgt. Aus Sicht der Analyse der Detektionsperformance jedoch bedeutet dies, dass bei einer erfolgreichen Fehlerdetektion unter der vorgestellten Topologie die Erkennung eines echten Zwischenwindungskurzschlusses (mit einer entsprechend stärker ausgeprägten Unsymmetrie und damit leichter zu detektieren) sichergestellt wäre.

Nachdem die Konfiguration für die Prüfstandserweiterung festgelegt ist, kann der tatsächliche Umbau erfolgen. Dafür wurde zunächst die Antriebsmaschine aus dem im Abschnitt 5.3 beschriebenen Prüfstand geöffnet und der Rotor entnommen. Jedoch war es aufgrund extrem hoher Wickeldichte räumlich nicht möglich, zusätzliche Windungen in diese Maschine einzubringen. Aus diesem Grund wurde entschieden, einen neuen Motorprüfstand mit größeren, weniger dicht gewickelten Maschinen aufzubauen. Der Aufbau des neuen Prüfstands ist in der Abb. 9.6 dargestellt und besteht wiederum aus zwei identischen PM Synchronmaschinen mit Oberflächenmagneten, eine als Antrieb und die andere als Last. Die Recheneinheit wurde vom ersten Prüfstand übernommen, nur die Leistungselektronik musste gewechselt werden. Die relevanten Parameter des neuen Prüfstands sind in der Tabelle 9.1 zusammengefasst.

Leistungselektronik	
Typ	B6-Brücke
Modell	TI BOOSTXL-DRV8305EVM
Zwischenkreisspannung	45 V
Nennstrom	15 A
Strommessung	Low-side Shunts
Maschine	
Typ	PMSM mit Oberflächenmagneten
Beschaltung	Stern
Modell	Nanotec DB87M01-S
Nennspannung	48 V
Nennstrom	10,77 A
Nenndrehzahl	3000 U/min
Nennmoment	1,4 Nm
Nennleistung	440 W
Strangwiderstand	75 mΩ
Strang- / Gegeninduktivität	157 μH / 55 μH
Polpaarzahl	4
Rotorfluss Ψ_{PM}	0,0217 Wb

Tabelle 9.1: Parameter des neuen Motorprüfstands

Nachdem der Prüfstand aufgebaut und getestet wurde, konnte mit dem Einbau zusätzlicher Windungen für die Nachbildung des Zwischenwindungskurzschlusses begonnen werden. Dafür wurde der Rotor entnommen und je drei Windungen um jeweils einen Zahn jeder der drei Phasen gewickelt, wie in der Abb. 9.7 zu sehen. Damit sollte der Kurzschluss in jeder Phase ermöglicht werden. Die Enden der eingebrachten Fehlerwicklungen wurde nach außen geführt und jeweils über einen Schalter geschlossen, sodass der Fehler per Hand ein- und wieder ausgeschaltet werden kann (siehe Abb. 9.8).

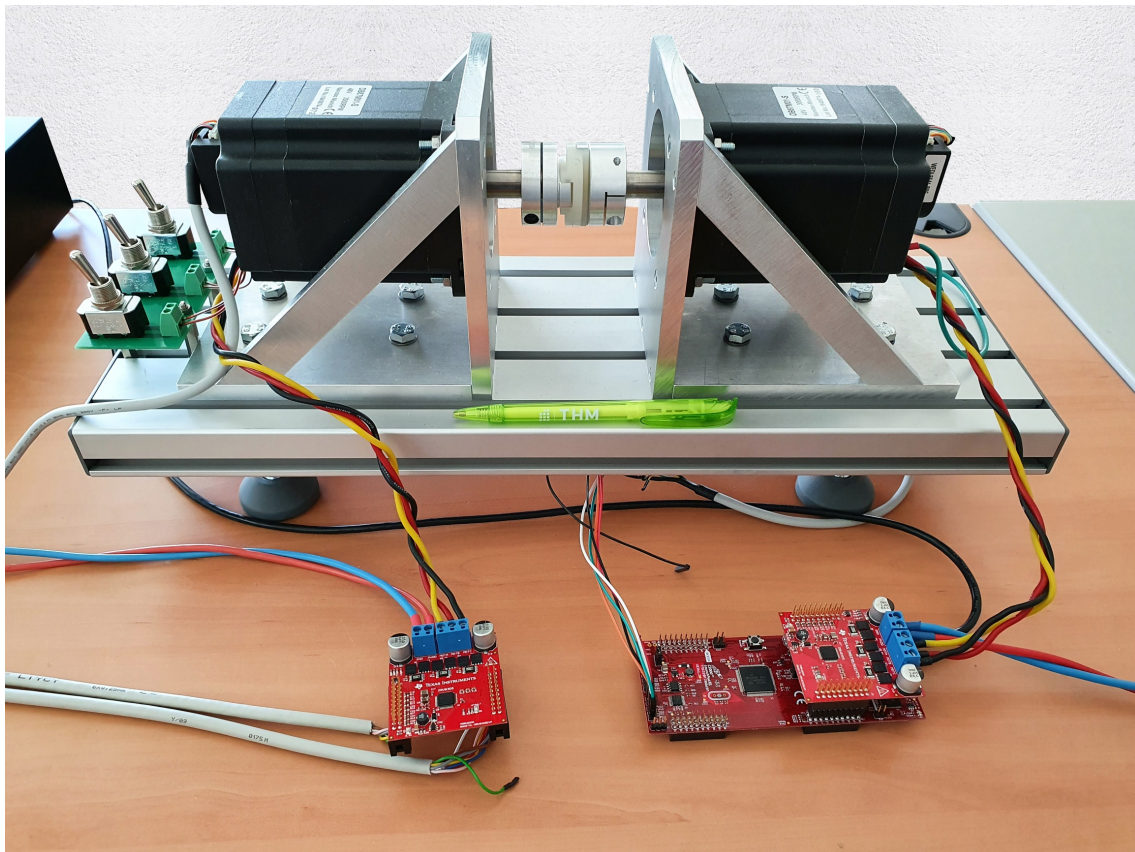


Abbildung 9.6: Neu aufgebauter Motorprüfstand mit einem zuschaltbaren Zwischenwindungskurzschluss

Im nächsten Schritt wurde ein Experiment zur Ermittlung der Windungszahl pro Phase durchgeführt. Dafür wurde der Maschine durch die Last eine konstante Drehzahl von 1000 U/min eingeprägt und die Gegeninduktionsspannung zwischen zwei Phasen gemessen. Anschließend wurde ihre Amplitude erfasst und in die Amplitude der Phase-Sternpunkt-Spannung umgerechnet (hier für Phase A):

$$\hat{u}_{\text{an}} = \frac{\hat{u}_{\text{ab}}}{\sqrt{3}} = 8,34 \text{ V}$$

Als nächstes wurde die Amplitude der in den drei Zusatzwindungen induzierten Spannung gemessen und auf eine Windung umgerechnet:

$$\hat{u}_{\text{w}} = 0,267 \text{ V}$$

Damit kann die Anzahl der Windungen pro Phase wie folgt ermittelt werden (hier für

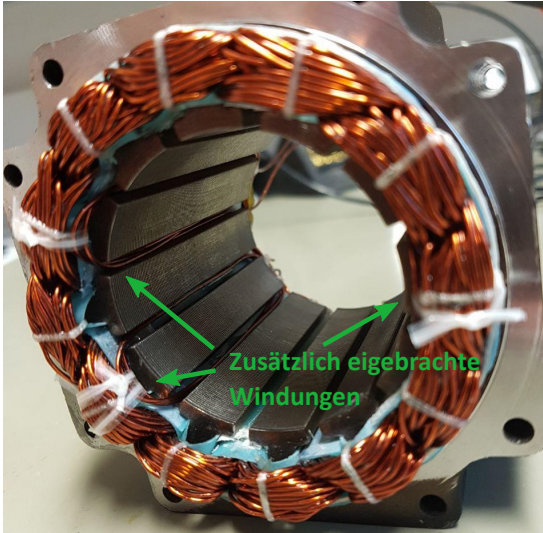


Abbildung 9.7: Offener Stator mit eingebrachten Windungen

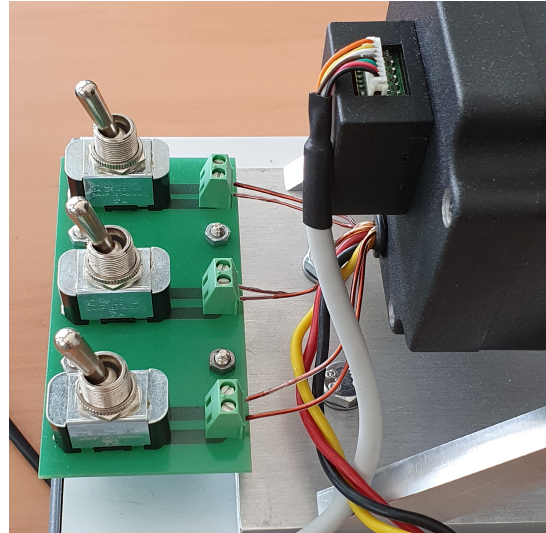


Abbildung 9.8: Schalter für den Zwischenwindungskurzschluss in jeder Phase

Phase A):

$$N_A = \frac{\hat{u}_{an}}{\hat{u}_w} = 31,24$$

Da die Maschine vier Zähne pro Phase besitzt (siehe Abb. 9.7) und die Wicklungen einer Phase in Reihe geschaltet sind, muss die Gesamtwindungszahl einer Phase durch vier teilbar sein. Entsprechend wird das Ergebnis auf $N_A = 32$ gerundet und die Abweichung als Messunsicherheit gewertet. Folglich entfallen acht Windungen auf einen Zahn, gewickelt als vier-Adern-Litze. Das Experiment wurde für alle drei Phasen durchgeführt, mit dem gleichen Ergebnis $N_A = N_B = N_C \approx 32$. Entsprechend berechnet sich μ zu:

$$\mu = \frac{N_2}{N_A} \approx 0,1$$

Schließlich soll noch der Widerstand R_f für jede der drei eingebauten Fehlerwicklungen bestimmt werden. Dafür wurde zunächst der Widerstand in jeder Fehlerwicklung gemessen, dieser betrug für alle drei Phasen etwa $R_w = 34 \text{ m}\Omega$. Entsprechend berechnet sich R_f wie folgt:

$$R_f = R_w - \mu R_s = 26,5 \text{ m}\Omega$$

9.3 Experimentalergebnisse

Zur Überprüfung gewonnener Simulationsergebnisse soll der entwickelte Detektionsalgorithmus als Teil der im Kapitel 5 vorgestellten MPC-Regelstrategie nun am realen Prüfstand (beschrieben im vorangegangenen Abschnitt) experimentell getestet werden. Dabei werden mehrere Experimente durchgeführt. Im ersten Experiment soll das stationäre Verhalten des Detektionsalgorithmus in Abhängigkeit von der Drehzahl und der Phasenstromstärke (Amplitude der Phasenströme) analysiert werden. Dabei werden drei zu untersuchende Drehzahlbereiche definiert: 1200 U/min, 1600 U/min und 2000 U/min. Der Drehzahlbereich

unterhalb von 1200 U/min wird nicht untersucht, da eine zuverlässige Detektion in diesem Bereich kaum möglich ist. Der Grund dafür ist, dass bei geringen Drehzahlen die in den kurzgeschlossenen Windungen induzierte Spannung und damit der Fehlerstrom klein sind und entsprechend kaum detektierbaren Einfluss auf die Maschine ausüben. Dagegen ist der Fehlerstrom bei Drehzahlen über 2000 U/min sehr hoch, was zu einer starken Wärmeentwicklung führt und als Folge zu einer möglichen Schmelzung der Isolationsschicht der benachbarten gesunden Windungen. Aus diesem Grund finden im Drehzahlbereich oberhalb von 2000 U/min ebenfalls keine Experimente statt.

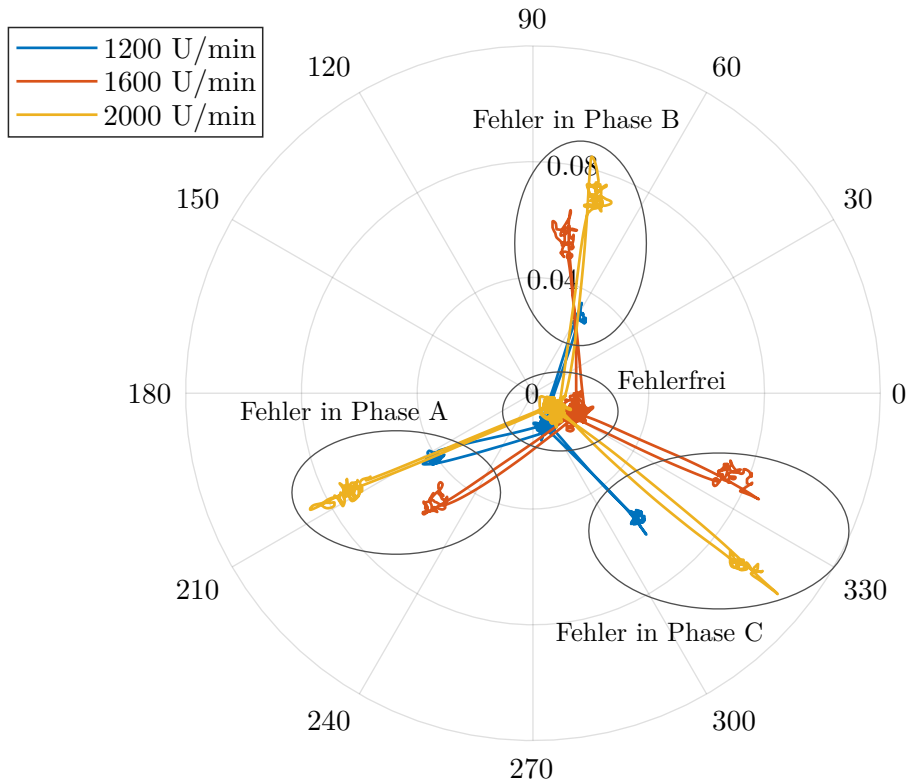
Damit die Maschine die gewünschte Drehzahl fahren kann, wird dem MPC-Stromregler, genau wie in der Simulation zuvor, eine klassische PI-basierte Drehzahlregelschleife vorgeschaltet. Um den Einfluss der Phasenstromstärke auf die Detektionsperformance zu analysieren, werden die definierten Drehzahl-niveaus unter zwei von der Lastmaschine vorgegebenen Lastmomenten gefahren, im ersten Versuch mit $T_L = 0,25$ Nm und im zweiten Versuch mit $T_L = 0,65$ Nm, was der Amplitude der Phasenströme in der Antriebsmaschine von 2 A bzw. 5 A entspricht.

Die Ergebnisse des ersten Experiments sind in der Abb. 9.9 dargestellt und zeigen den berechneten Residuumvektor \mathbf{i}_{2dq}^e in Polarkoordinaten. Dabei wurde das Experiment wie folgt realisiert: unter der jeweils angegebenen konstanten Drehzahl und Lastmoment wurde der Zwischenwindungskurzschluss in der Maschine zunächst ausgeschaltet, und anschließend in jeder der drei Phasen abwechselnd eingeschaltet. Zwischen dem Ein- und Ausschalten des Kurzschlusses wurde stets ein ausreichend großer Zeitabstand eingehalten, damit alle Einschwingvorgänge abklingen können und ein stationärer Zustand erreicht wird. Wie aus der Abbildung hervorgeht, weist der Residuumvektor im fehlerfreien Zustand einen nahezu drehzahl- und drehmomentunabhängigen Betrag von $|\mathbf{i}_{2dq}^e| \approx 15$ mA und eine etwas volatilere Phasenlage von gemittelt $\angle \mathbf{i}_{2dq}^e \approx -40^\circ$. Dies weist auf eine Grundunsymmetrie in der Maschine hin und wird nachfolgend als der fehlerfreie Anfangszustand berücksichtigt.

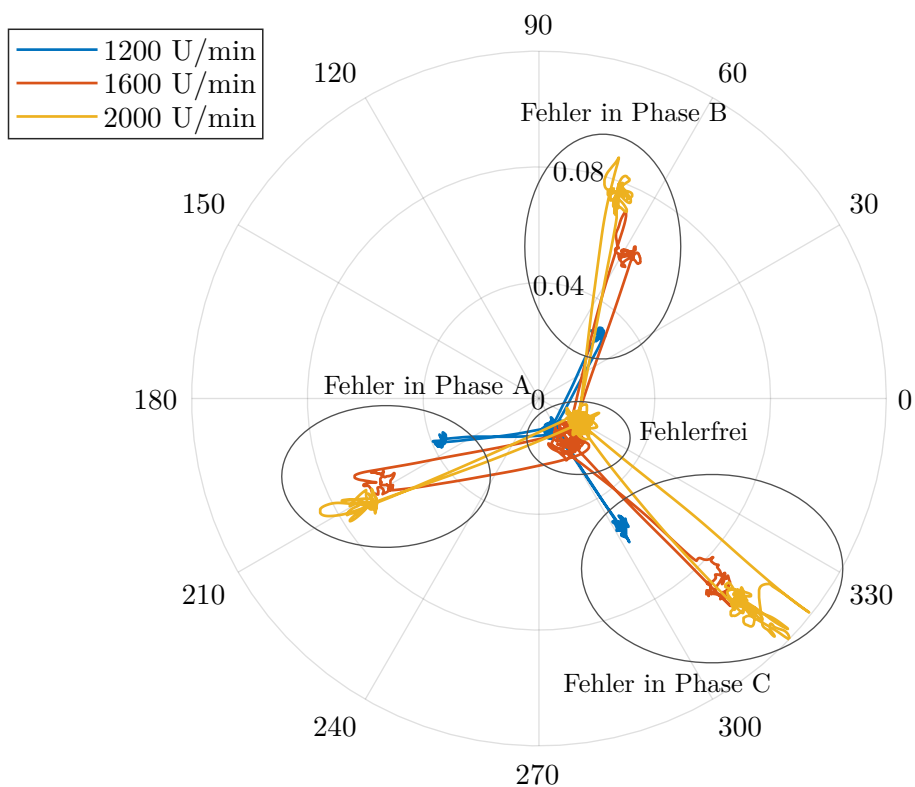
Wird der Fehler in der Phase A eingeschaltet, stellt sich nach einer hier nicht sichtbaren Zeitspanne ein eindeutig von der Grundunsymmetrie abhebender Residuumvektor mit dem drehzahlabhängigen Betrag $|\mathbf{i}_{2dq}^e| \geq 40$ mA und einer Phasenverschiebung zum fehlerfreien Zustand von $\approx -110^\circ$ ein. Für den Kurzschluss in der Phase B dreht sich der Vektor um etwa 140° und erreicht eine Phasenverschiebung zum fehlerfreien Zustand von $\approx 110^\circ$. Schließlich ändert sich die Phasenlage für den Fehler in der Phase C auf $\angle \mathbf{i}_{2dq}^e \approx -40^\circ$, was einer Phasenverschiebung zur Grundunsymmetrie von null entspricht.

Damit bestätigt das erste Experiment weitgehend die Simulationsergebnisse in Bezug auf das stationäre Verhalten des Residuumvektors. Sein Betrag liegt im Fehlerfall deutlich über dem fehlerfreien Zustand und ist wie erwartet von der Drehzahl der Maschine abhängig. Gleichzeitig wird $|\mathbf{i}_{2dq}^e|$ nicht von der Amplitude der Phasenströme beeinflusst. Auf der anderen Seite weist die Phasenlage des Residuumvektors zwar eine geringe Abhängigkeit von der Drehzahl und der Phasenstromstärke, erlaubt aber dennoch eine eindeutige Zuordnung der fehlerhaften Phase.

Nun soll im zweiten Experiment das transiente Verhalten des Detektionsalgorithmus unter nicht-stationären Bedingungen untersucht werden. Dafür fährt die Prüflingsmaschine das in der Abb. 9.10 dargestellte Drehzahlprofil mit sprungförmigen Änderungen der



(a) Lastmoment $T_L = 0,25 \text{ Nm}$



(b) Lastmoment $T_L = 0,65 \text{ Nm}$

Abbildung 9.9: Residuumvektor in Polarkoordinaten in Abhängigkeit von der Drehzahl und der Phasenstromstärke

Solldrehzahl ab. Gleichzeitig wird zu unterschiedlichen Zeitpunkten und in verschiedenen Phasen ein Zwischenwindungskurzschluss ein- und wieder ausgeschaltet. Die Ergebnisse des Experiments sind in der Abb. 9.10 dargestellt. Zu Beginn des Experiments steht die Maschine still, bis die Solldrehzahl bei $t = 2,5$ s sprungförmig auf 1000 U/min geändert wird. Durch die der MPC vorgeschaltete PI-basierte Drehzahlregelung wird der Sollwert innerhalb von 60 ms erreicht. Der signifikante Drehzahlsprung hat jedoch keine falsch-positive Auswirkung auf den Betrag des Residuumvektors als Indikator des Fehlers, dieser bleibt deutlich unter dem festgelegten Schwellwert von 25 mA.

Anschließend wird der Fehler in der Phase A eingeschaltet. Wie erwartet steigt zwar $|i_{2dq}^s|$, liegt aber dennoch nur knapp über dem Schwellwert, da die Auswirkungen des Fehlers auf die Maschine erst im höheren Drehzahlbereich eindeutig wahrnehmbar sind. Dies wird bei $t = 10$ s nach einer Änderung der Drehzahl auf 2000 U/min deutlich. Der Betrag des Residuumvektors steigt signifikant und liegt nun deutlich über dem Schwellwert. Auch die Phasenlage erlaubt jetzt eine eindeutige Zuordnung der betroffenen Phase.

Um jedoch das transiente Verhalten des Algorithmus besser beurteilen zu können, wird im Anschluss der Fehler in der Phase A ausgeschaltet, bei $t = 15,2$ s und 2000 U/min der Fehler in der Phase B eingeschaltet und die unmittelbare Reaktion des Detektionsalgorithmus in Form von Betrag und Phasenlage des Residuumvektors übereinander dargestellt. Wie aus der zeitvergrößerten Darstellung eindeutig erkennbar, spiegelt der Residuumvektor nach dem Einschalten des Fehlers innerhalb von 300 ms den neuen Zustand vollständig wieder. Dabei ergibt sich die Reaktionszeit aus der Zeitkonstante der nachgeschalteten Tiefpassfilterung und kann prinzipiell verringert werden, was jedoch mit größerem Rauschen des Residuumvektors einhergeht. Andererseits ist eine Reaktionszeit von 300 ms vollkommen akzeptabel, sofern nach der Detektion ohne weitere Verzögerung entsprechende Gegenmaßnahmen eingeleitet werden.

Der weitere Verlauf des Experiments bestätigt die ersten Erkenntnisse für den gesamten oberen Drehzahlbereich über 1000 U/min und alle drei Phasen. Damit kann die Gesamtperformance des Detektionsalgorithmus wie folgt zusammengefasst werden: der Algorithmus erlaubt eine zuverlässige Erkennung und Lokalisierung eines Zwischenwindungskurzschlusses in jeder Phase mit einer geringen Reaktionszeit von etwa 300 ms. Weiterhin funktioniert die Detektion auch unter nicht-stationären Bedingungen einwandfrei. Die einzige Einschränkung für die Detektion besteht darin, dass der Algorithmus erst bei einer Drehzahl über 1000 U/min eingesetzt werden kann, zumindest bei der untersuchten Maschine. Dies liegt jedoch nicht am Algorithmus, sondern ist der Tatsache geschuldet, dass die Auswirkungen eines Zwischenwindungskurzschlusses auf die Phasenströme im unteren Drehzahlbereich physikalisch sehr gering sind. Weiterhin muss beachtet werden, dass die meisten Maschinen eine Grundunsymmetrie aufweisen, so auch die hier untersuchte PMSM mit dem Betrag des Residuumvektors von 15 mA und einer Phasenlage von -40° . Entsprechend muss diese Information dem Detektionsalgorithmus bekannt sein, damit insbesondere bei der Phasenzuordnung nicht die absolute Phasenlage des Residuumvektors herangezogen wird, sondern die Phasenverschiebung zu der Grundunsymmetrie.

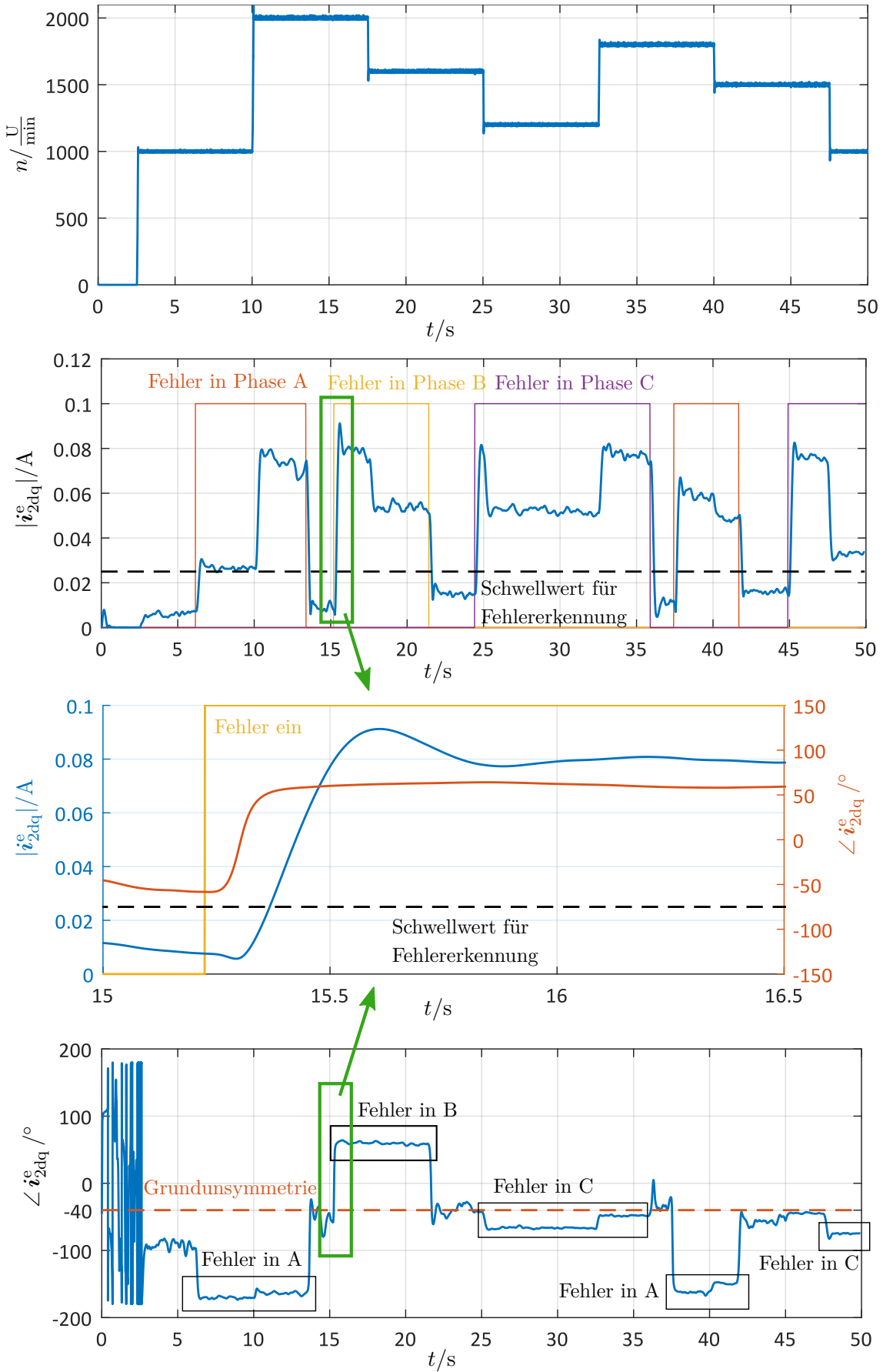


Abbildung 9.10: Untersuchung des transienten Verhaltens des Detektionsalgorithmus

TEIL III

FEHLERTOLERANTE MPC FÜR PM SYNCHRONMASCHINEN

KAPITEL 10

Fehlertolerante Drehmomentregelung mit FCS-MPC

Im ersten Teil der vorliegenden Arbeit wurde der Einsatz modellbasierter prädiktiver Regelung für PM Synchronmaschinen im fehlerfreien Zustand untersucht. Im zweiten Teil wurde die modellbasierte Natur der MPC dazu verwendet, im geregelten Betrieb eine Echtzeit-Fehleranalyse durchzuführen. Im dritten und letzten Teil soll nun als logischer Abschluss der Doktorarbeit eine gegenüber dem Zwischenwindungskurzschluss und der offenen Phase fehlertolerante MPC vorgestellt werden. Dafür müssen zunächst die Auswirkungen dieser Fehler auf den Antrieb zusammengefasst werden:

Fehler durch einen offenen Schalter

Wenn ein oder beide Schalter in einem Arm des dreiphasigen Wechselrichters nicht mehr geschlossen werden können, kann die entsprechende Motorphase nicht angesteuert werden und sollte, falls nur ein Schalter betroffen ist, offen geschaltet werden.

Fehler durch einen Wicklungsbruch

Bei einem Wicklungsbruch in einer der Statorwicklungen kann die entsprechende Motorphase ebenfalls nicht angesteuert werden und ist damit offen, sodass dieser Fehler die gleiche Auswirkung hat wie ein offener Schalter.

Fehler durch einen Zwischenwindungskurzschluss

Wie im Kapitel 8 erläutert, bilden die vom Kurzschluss betroffenen Windungen eine geschlossene Schleife, in welcher ein durch die Polradspannung erzeugter Strom zirkuliert. Gleichzeitig fließt der Phasenstrom bei stärker ausgeprägten Kurzschlüssen mit kleinem R_f fast ausschließlich über den Kurzschlusspfad. Damit addieren sich im Kurzschlusspfad der zirkulierende Fehlerstrom und der Phasenstrom, was zu einer hohen thermischen Belastung an der betroffenen Stelle führen kann. Der Fehlerstrom kann von außen nicht beeinflusst werden, er wird von der induzierten Polradspannung erzeugt. Dafür kann jedoch die zweite Komponente des über den Kurzschlusspfad fließenden Stroms - der Phasenstrom - unterbunden werden. Dies würde die thermische Belastung reduzieren und die Maschine könnte bei günstiger Auslegung (größerer Wicklungswiderstand und damit kleinerer Fehlerstrom)

weiter betrieben werden. Entsprechend sollte im Falle eines Zwischenwindungskurzschlusses die betroffene Phase offen geschaltet werden [74].

Tatsächlich haben also ein nicht mehr schließbarer Schalter im Wechselrichter, ein Wicklungsbruch und ein Zwischenwindungskurzschluss die gleiche Konsequenz für den Antrieb: die betroffene Phase kann bzw. darf nicht mehr angesteuert werden und stellt eine offene Phase dar, wie in der Abb. 10.1 dargestellt. Damit steht die notwendige Bedingung zur Erreichung der Fehlertoleranz fest: nach dem Erkennen des Fehlers muss der Regelalgorithmus die Maschine mit nur zwei aktiven Phasen weiter regeln können. Dies ist aber ohne eine Hardwareerweiterung nicht möglich. Der Grund dafür ist einfach: mit zwei aktiven Phasen können zwar immer noch vier der acht Grundspannungsraumzeiger erzeugt werden, wobei zwei davon Nullraumzeiger sind (siehe Tab. 10.1 und Abb. 10.2). Die zwei aktiven Spannungsraumzeiger können jedoch kein Drehfeld bilden, da sie kollinear zueinander sind, wie aus der Abb. 10.2 ersichtlich. Die Ursache für die Kollinearität ist die lineare Abhängigkeit der Ströme in den zwei verbliebenen Phasen: da die Phasenströme sich im Sternpunkt zu null addieren und gleichzeitig eine Phase offen ist, gilt $i_b = -i_c$ für den Fall einer offenen Phase A. Damit können die Ströme nicht mehr unabhängig voneinander geregelt werden und als Konsequenz kein Drehfeld ausgegeben werden.

Die lineare Unabhängigkeit der Phasenströme im Fehlerfall kann jedoch erreicht werden, indem der Sternpunkt des Motors über den Neutralleiter zwischen den beiden Zwischenkreiskondensatoren des Wechselrichters angeschlossen wird, wie in [75] beschrieben und in der Abb. 10.3 dargestellt. Diese Wechselrichter-Topologie wird nachfolgend *Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie* genannt. Wenn eine der Phasen offen ist, kann die Summe der restlichen, nun frei regelbaren Phasenströme über den Neutralleiter als Nullkomponente i_0 zurückfließen.

Unter der Verwendung der Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie können im fehlerfreien Zustand zunächst die gleichen Grundspannungsraumzeiger erzeugt werden wie bei der klassischen Topologie ohne den ausgeführten Neutralleiter. Auch weisen die Spannungsraumzeiger weiterhin eine Nullkomponente (Sternpunktverschiebung) auf, wie in der Tab. 10.2 zu sehen. Ohne den Neutralleiter ist die Spannungsnullkomponente für den Stromraumzeiger jedoch nicht von Bedeutung, in der betrachteten Topologie dagegen erzeugt sie die Stromnullkomponente i_0 . Im Fehlerfall ist i_0 nötig, im gesunden Zustand jedoch störend und sollte auf null geregelt werden. Die Regelung kann dies nur erreichen, wenn die Nullkomponente der ausgegebenen Spannungsraumzeiger bereits über wenige Abtastschritte gemittelt null ergibt, sodass die Sternpunktverschiebung unterdrückt wird. Ohne eine Sternpunktverschiebung jedoch ist der Betrag des modulierten Spannungsraumzeigers auf $\frac{U_{zk}}{2}$ begrenzt, dies entspricht der Sinus-Dreieck-Modulation ohne Einprägung der dritten Harmonischen. Eine höhere Aussteuerung ist zwar möglich, würde aber die Regelung von i_0 untergraben. Damit geht die Verwendung der Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie mit einer Reduktion des Modulationsbereichs um 13% einher.

Tritt der Fehlerfall einer offenen Phase ein, reduziert sich die Anzahl der möglichen Spannungsraumzeiger von acht auf vier, analog zu der klassischen Topologie. Allerdings sind alle vier Raumzeiger aktiv (es gibt keine Nullraumzeiger), sodass ein Drehfeld weiterhin

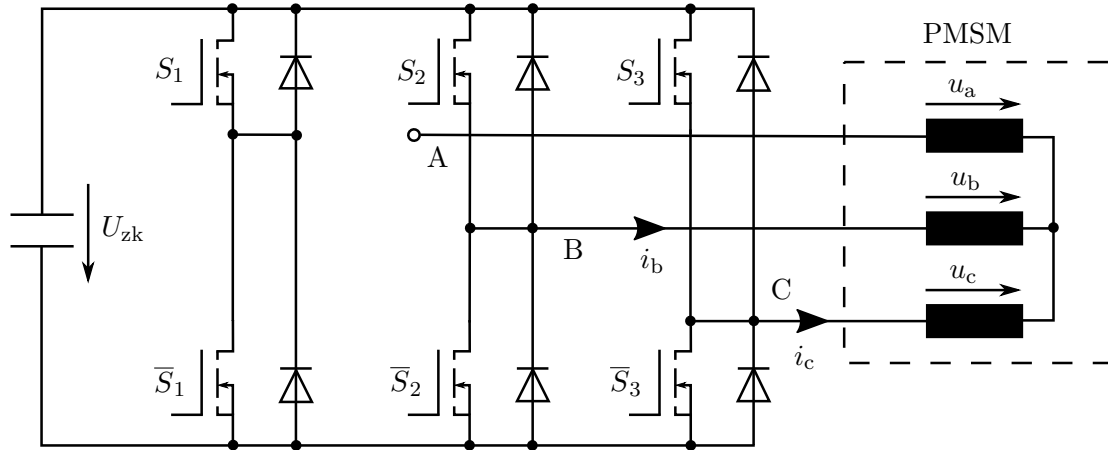


Abbildung 10.1: Darstellung der offenen Phase am Beispiel der Phase A

Tabelle 10.1: Schaltzustände des Wechselrichters bei offener Phase A

S_1	S_2	S_3	u_α	u_β
x	0	0	0	0
x	1	0	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{zk}$
x	0	1	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}U_{zk}$
x	1	1	0	0

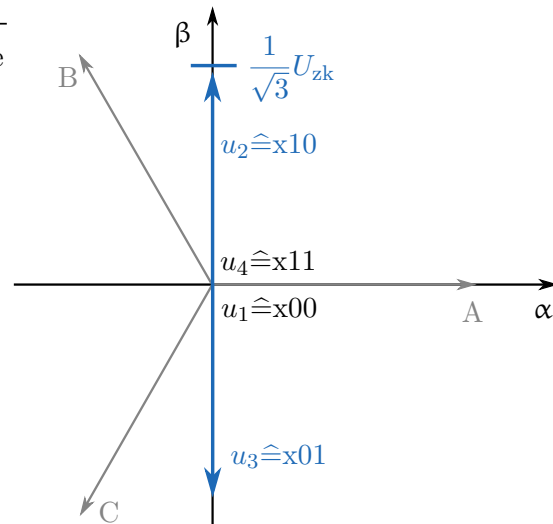


Abbildung 10.2: Realisierbare Grundspannungsraumzeiger

erzeugt werden kann (siehe Tab 10.3 und Abb. 10.4). Damit ist die Fehlertoleranz gegenüber einer offenen Phase erreicht.

Wichtig an dieser Stelle ist die Feststellung, dass unter der Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie die Nullkomponente des Stromraumzeigers i_0 explizit geregelt werden muss. In einer PMSM mit sinusförmiger Gegeninduktionsspannung kann i_0 im fehlerfreien Zustand nicht zum Drehmoment beitragen, wie nachfolgend im Kapitel 10.2 mathematisch hergeleitet. Andererseits kann i_0 im Fehlerfall gezielt zur Drehmomentbildung eingesetzt werden und damit die ohmschen Verluste der Maschine im Fehlerfall verringern. Damit wird deutlich, dass der klassische dq-Regelansatz für Drehmomentregelung in Bezug auf die erweiterte Hardwaretopologie nicht optimal geeignet ist und eine neue Regelstrategie eingeführt werden muss. Diese wird nachfolgend auf Basis der FCS-MPC im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem entwickelt. Damit werden im letzten Teil dieser Arbeit gleich zwei

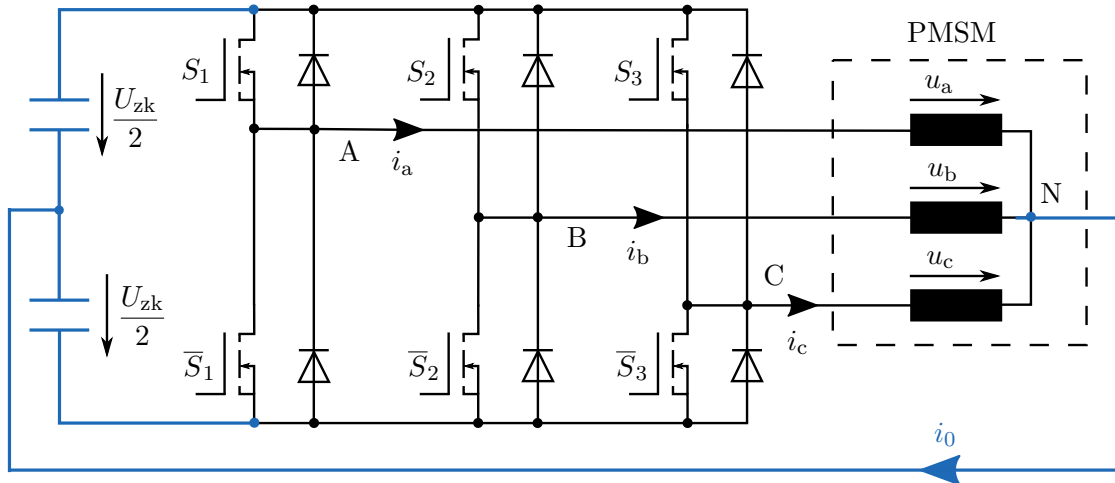


Abbildung 10.3: Erweiterte Hardwaretopologie zur Erreichung der Fehlertoleranz im Bezug auf eine offene Phase (Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie)

	S_1	S_2	S_3	u_α	u_β	u_0
\mathbf{u}_1	0	0	0	0	0	$-\frac{1}{2}U_{zk}$
\mathbf{u}_2	1	0	0	$\frac{2}{3}U_{zk}$	0	$-\frac{1}{6}U_{zk}$
\mathbf{u}_3	1	1	0	$\frac{1}{3}U_{zk}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}U_{zk}$	$\frac{1}{6}U_{zk}$
\mathbf{u}_4	0	1	0	$-\frac{1}{3}U_{zk}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}U_{zk}$	$-\frac{1}{6}U_{zk}$
\mathbf{u}_5	0	1	1	$-\frac{2}{3}U_{zk}$	0	$\frac{1}{6}U_{zk}$
\mathbf{u}_6	0	0	1	$-\frac{1}{3}U_{zk}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}U_{zk}$	$-\frac{1}{6}U_{zk}$
\mathbf{u}_7	1	0	1	$\frac{1}{3}U_{zk}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}U_{zk}$	$\frac{1}{6}U_{zk}$
\mathbf{u}_8	1	1	1	0	0	$\frac{1}{2}U_{zk}$

Tabelle 10.2: Schaltzustände der Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie im fehlerfreien Fall

Paradigmenwechsel vorführt: der Umstieg von CCS-MPC auf FCS-MPC und vom dq- auf $\alpha\beta$ -Koordinatensystem. Die Gründe dafür sind einfach. Der Umstieg auf FCS-MPC ist der Feststellung geschuldet, dass sich die realisierbaren Grundspannungsraumzeiger unter der Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie im fehlerfreien Zustand und im Fehlerfall unterscheiden. Wird ein MPC-Ansatz mit unendlichem Stellgrößensatz wie Generalized Predictive Control verwendet, muss die anschließende Raumzeigermodulation für den Fehlerfall geändert werden. Dies resultiert in der Notwendigkeit, neben der Regelung vier verschiedene Algorithmen für die Raumzeigermodulation zu implementieren, die je nach dem Fehlerfall (fehlerfrei, offene Phase A, offene Phase B, offene Phase C) aktiviert

Tabelle 10.3: Schaltzustände der Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie bei offener Phase A

S_1	S_2	S_3	u_α	u_β	u_0
x	0	0	$\frac{1}{3}U_{zk}$	0	$-\frac{1}{3}U_{zk}$
x	1	0	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{zk}$	0
x	1	1	$-\frac{1}{3}U_{zk}$	0	$\frac{1}{3}U_{zk}$
x	0	1	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}U_{zk}$	0

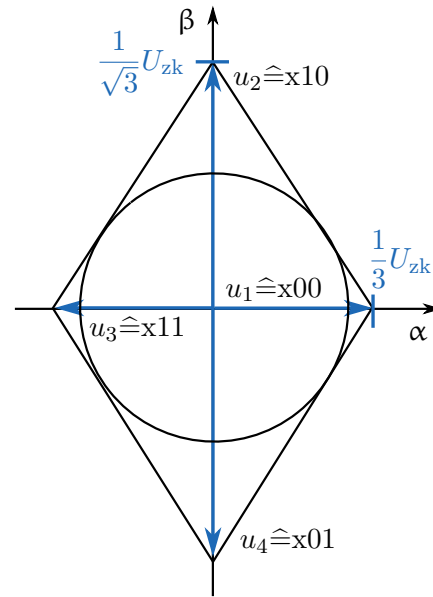


Abbildung 10.4: Realisierbare Grundspannungsraumzeiger

werden müssen. Durch die Verwendung von FCS-MPC dagegen muss nur der verfügbare Stellgrößensatz nach der Fehlerdetektion aktualisiert werden, eine Raumzeigermodulation findet nicht statt. Gleichzeitig wird die Dissertation breiter aufgestellt, beide Strategien der MPC kommen zur Anwendung.

Auf der anderen Seite erlaubt der Wechsel von dq- zu $\alpha\beta 0$ -Koordinatensystem ein einfaches Einbeziehen des Nullsystems in die Drehmomentbildung, sofern der Neutralleiter angeschlossen ist. Diese Eigenschaft ist im Falle einer offenen Phase von entscheidender Bedeutung und wird nachfolgend auf Basis der PQ-Theorie hergeleitet. Vorher jedoch findet im nächsten Abschnitt ein Überblick zum Stand der Wissenschaft in Bezug auf den Einsatz der FCS-MPC in der Antriebstechnik sowie die Entwicklung fehlertoleranter Regelalgorithmen für elektrische Antriebe statt.

10.1 Stand der Wissenschaft in der Entwicklung fehlertoleranter Regelalgorithmen und FCS-MPC für PMSM

Modellbasierte prädiktive Regelung mit endlichem Stellgrößensatz fand in den vergangenen zehn Jahren eine mindestens genauso breite Anwendung in der elektrischen Antriebstechnik wie die Regelstrategie der CCS-MPC, deren Einsatz bereits im Kapitel 4 erläutert wurde. So wurde in [76] eine direkte Drehmomentregelung mit FCS-MPC für den MPTA-Bereich (engl. für Maximum Torque per Ampere) und in [77] für den Feldschwächbereich einer IPMSM entwickelt, wobei in der Kostenfunktion die Regelabweichung im Drehmoment, die Blindleistung und die eventuelle Überschreitung des Stromnennwerts einbezogen werden. Der Drehmomentrippel ist in beiden Regionen akzeptabel, trotz einer Abtastzeit von 100 μs , was auf die richtige Wahl der Versuchsmaschine zurückzuführen ist (diese weist eine hohe Induktivität bei mittlerer Nennspannung auf). In [78] und [79] wurde eine direkte

Drehmomentregelung für eine Asynchronmaschine auf Basis von FCS-MPC und unter Verwendung eines Dreipunkt-Wechselrichters vorgestellt. Dabei wählt der Regelalgorithmus als Stellgröße nicht den Spannungsraumzeiger mit der kleinsten resultierenden Regelabweichung, sondern den Zeiger mit der kleinsten resultierenden Schaltfrequenz, welcher die Regelgrößen innerhalb eines definierten Toleranzbands halten kann.

In [80] wurde eine Strategie zur Verringerung der Wechselrichterverlustleistung mittels FCS-MPC für eine Asynchronmaschine vorgestellt. Die Idee besteht darin, die vorher modellierte und in einer Lookup-Tabelle gespeicherte Verlustleistung explizit in die Kostenfunktion aufzunehmen, wobei viel Wert auf die korrekte Modellierung der Verluste gelegt wurde. Eine Reduktion des unter der klassischen FCS-MPC auftretenden Drehmomentrippels wurde in [81] für eine Asynchronmaschine durch eine Optimierung der Gewichtung in der Kostenfunktion erreicht. Zudem erzeugt der Regelalgorithmus zu jedem aktiven Spannungsraumzeiger einen anschließenden Nullraumzeiger variabler Dauer, was zu einer weiteren Verringerung des Drehmomentrippels führt. In [82] wurde die Dead-Beat Drehmomentregelung einer PMSM in den FCS-MPC Algorithmus integriert und damit der Rechenaufwand für $N_c > 1$ signifikant reduziert. Dabei bestimmt der entwickelte Regelalgorithmus zunächst den auszugebenden Spannungsraumzeiger nach dem Dead-Beat Ansatz. Der Sektor des berechneten Spannungsraumzeigers definiert dann die beiden zu prüfenden Grundraumzeiger für die FCS-MPC, sodass statt sieben nur drei Zeiger (inkl. Nullraumzeiger) pro Prädiktionsschritt geprüft werden müssen.

Auch an dieser Stelle kann nicht jede einzelne Vorarbeit vorgestellt werden. Jedoch findet der interessierte Leser eine ausführliche Beschreibung der grundlegenden Ansätze und mögliche Probleme der Drehmomentregelung elektrischer Antriebe mit FCS-MPC in [83] sowie eine Auswahl weiterer interessanter Arbeiten zum Thema in [84] bis [90].

Auch in Bezug auf die gegenüber einer offenen Phase tolerante Regelung dreiphasiger Maschinen wurden im vergangenen Jahrzehnt einige Arbeiten vorgestellt, wobei sich die meisten auf die fehlertolerante Hardwaretopologie mit einer zusätzlichen Halbbrücke im Wechselrichter konzentrierten. Diese ist in der Abb. 10.5 dargestellt und hat gegenüber der Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie den Vorteil, dass auch im Fehlerfall alle sieben Grundraumzeiger mit vollem Betrag erzeugt werden können. Allerdings steigt dabei die Komplexität und somit die Fehleranfälligkeit des Systems, denn die zusätzliche Halbbrücke kann selbst ausfallen. Zudem liegen die Kosten deutlich über der Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie [75].

Für beide Wechselrichter-Topologien wurde in [92] eine Stromregelung der PMSM mit Hysterese-Regler vorgestellt. Dabei werden aus dem gewünschten dq-Stromraumzeiger im Fehlerfall mittels einer modifizierten inversen Park-Transformation die Sollwerte der verbleibenden Phasenströme bestimmt. Diese werden anschließend mittels Hystereseregler direkt geregelt. In [93] konzentrierten sich die Autoren auf die Wechselrichter-Topologie mit einer zusätzlichen Halbbrücke und passten den klassischen Ansatz der direkten Drehmomentregelung (engl. Direct Torque Control, kurz DTC) einer PMSM für den Fehlerfall an. Die Schalttabelle des DTC-Algorithmus bleibt dabei unverändert, lediglich die Gleichungen für die Bestimmung des Drehmoments und des Verkettungsflusses der Maschine werden für den Fehlerfall modifiziert.

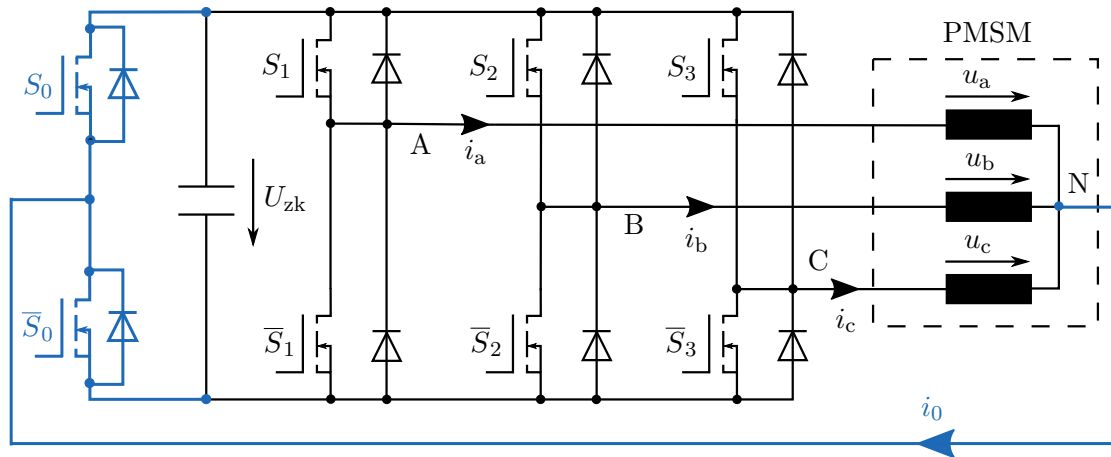


Abbildung 10.5: Alternative Wechselrichter-Topologie mit einer zusätzlichen Halbbrücke zur Erreichung der Fehlertoleranz gegenüber einer offenen Phase

Eine neue Koordinatentransformation zwischen dem abc– und dq– Koordinatensystem wurde in [94] zur Erreichung der Fehlertoleranz bei einer PMSM mit der Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie eingeführt. Die Transformation ist dabei so konstruiert, dass im neuen dq–Koordinatensystem das mathematische Modell der Maschine im fehlerfreien Zustand und im Fehlerfall ähnlich ist, während die verbleibende Differenz durch eine Vorsteuerung kompensiert wird. Damit kann die Maschine im Fehlerfall mit dem gleichen Regler geregelt werden, eine Änderung der Reglerstruktur oder Reglerparameter ist nicht nötig. Dies wurde am Beispiel der PI-basierten FOC und in [95] am Beispiel einer Dead-Beat Drehmomentregelung nachgewiesen.

Auch die Idee, MPC als Regelstrategie für die fehlertolerante Regelung einer dreiphasigen Maschine einzusetzen, wurde zuletzt aufgegriffen. In [96] entwickelten die Autoren zwei FCS-MPC Algorithmen für die Stromregelung einer PMSM. Als Hardware-Topologie kam ein Wechselrichter mit vier Halbbrücken zum Einsatz. Der erste Regelalgorithmus wurde für den fehlerfreien Zustand des Antriebs entwickelt, der zweite für den Fall einer offenen Phase. Anschließend setzten die Autoren den ersten Algorithmus im Fehlerfall ein, mit dem Ergebnis, dass die erzielte Regelperformance vergleichbar mit der des zweiten, speziell für den Fall einer offenen Phase entwickelten Algorithmus ist. Damit kann der für den intakten Antrieb designeter MPC ohne Modifikation im Fehlerfall verwendet werden, so die Schlussfolgerung. Allerdings weist der Übergang vom fehlerfreien Zustand zum Fehlerfall einen kurzzeitigen, aber signifikanten Abfall des drehmomentbildenden q-Stroms bis auf 0 A. Zudem kann im Fehlerfall ein deutliche Zunahme des Stromrippels beobachtet werden.

Aus dem Literaturreview wird deutlich, dass die Wechselrichter-Topologie mit vier Halbbrücken aufgrund ihrer uneingeschränkten Leistungsperformance im Fehlerfall eine wesentlich größere Beachtung in der Literatur findet. Gleichzeitig ist der Einsatz der MPC als fehlertolerante Regelung einer dreiphasigen Maschine bis auf die Arbeit in [96] weitgehend unerforscht. Damit steht das Ziel für den dritten und letzten Teil dieser Arbeit fest: Es soll eine modellbasierte prädiktive Drehmomentregelung mit der Fehlertoleranz gegenüber einer offenen Phase für die Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie entwickelt werden. Diese hat

zwar den Nachteil des Leistungsabfalls im Fehlerfall, dafür ist sie aufgrund weniger verbauter Halbleiter robuster und günstiger. Zudem soll der Regelalgorithmus optimal in beiden Operationsmodi (intakter Antrieb und Fehlerfall) arbeiten, ohne dass die Reglerstruktur oder Reglerparameter aktualisiert werden müssen. An dieser Stelle sei angemerkt, dass die meisten hier vorgestellten Publikationen, die mit der Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie arbeiten, von einem über TRIAC verbundenen Neutralleiter ausgehen. Dieser stellt sicher, dass im fehlerfreien Zustand kein Strom über den Neutralleiter fließen kann, da die vorgeschlagenen Algorithmen diesen nicht direkt regeln können. Jedoch erhöht ein TRIAC die Fehleranfälligkeit und die Kosten des Systems. Entsprechend soll der Regelalgorithmus ohne einen TRIAC im Neutralleiter auskommen und die Stromnullkomponente in jedem Zustand regeln können.

10.2 PQ-Theorie für PM Synchronmaschinen

Die PQ-Theorie wurde ursprünglich mit dem Blick auf Energienetze entwickelt und beschäftigt sich mit dem Transfer der Augenblicksleistung in Dreiphasensystemen. Im Rahmen der Theorie werden mathematische Zusammenhänge zwischen den Augenblickswerten der Wirkleistung (P) bzw. Blindleistung (Q) und den Phasenspannungen sowie Phasenströmen definiert. Eine detaillierte Einführung in die PQ-Theorie findet der interessierte Leser in [97].

Da eine PMSM ebenfalls ein dreiphasiges System darstellt, kann die PQ-Theorie auch für die Beschreibung des Leistungsflusses zwischen dem Wechselrichter und der Maschine herangezogen werden. Ausgehend von der erweiterten Hardwaretopologie mit angeschlossenem Neutralleiter, dargestellt in Abb. 10.3, kann die von der Maschine umgesetzte Wirkleistung P_T (engl. für *total power*) wie folgt definiert werden [97], [98]:

$$P_T = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (10.1)$$

wobei e_a , e_b , e_c die Gegeninduktionsspannungen in der jeweiligen Phase sind. Wird die Gleichung (10.1) mithilfe der Clarke-Transformation in das $\alpha\beta 0$ -Koordinatensystem überführt, setzt sich die Wirkleistung wie folgt zusammen:

$$P_T = \frac{3}{2}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) + 3e_0 i_0 \quad (10.2)$$

Parallel kann die Beziehung zwischen der Wirkleistung und dem Drehmoment in einer PMSM wie folgt dargestellt werden:

$$P_T = T_{em} \cdot \omega_m \quad (10.3)$$

Wird nun die Gleichung (10.3) in die Gleichungen (10.1) bzw. (10.2) eingesetzt, kann das von der PMSM erzeugte Drehmoment im abc- bzw. $\alpha\beta 0$ -Koordinatensystem definiert

werden:

$$T_{\text{em}} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (10.4)$$

$$T_{\text{em}} = \frac{3(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta)}{2\omega_m} + \frac{3e_0 i_0}{\omega_m} \quad (10.5)$$

Aus der Gleichung (10.5) ist der Beitrag der Nullkomponente des Stromraumzeigers zur Drehmomentbildung ersichtlich. An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, dass das Drehmoment durch die Nullkomponente (homopolares Drehmoment) sowohl von i_0 als auch von e_0 abhängt. Wird die klassische Topologie ohne den Neutralleiter verwendet, ist $i_0 = 0$ und das Nullsystem trägt nicht zum Drehmoment bei. Für diese in den vorherigen Kapiteln betrachtete Konstellation wird die PQ-Theorie nicht benötigt und die Regelalgorithmen können anhand der klassischen Drehmomentgleichung im dq-Koordinatensystem (Gleichung (2.13)) entwickelt werden, wie auch im ersten Teil dieser Arbeit geschehen.

Wird von der erweiterten Topologie mit geschlossenem Neutralleiter (wie in diesem Kapitel zur Erreichung der Fehlertoleranz) ausgegangen, ist zwar i_0 vorhanden, trägt allerdings nur bei $e_0 \neq 0$ zum Drehmoment bei. Für PMSMs mit sinusförmiger Gegeninduktionsspannung (wie in dieser Arbeit angenommen) gilt im fehlerfreien Zustand jedoch $e_0 = 0$, sodass auch in diesem Fall kein homopolares Drehmoment erzeugt werden kann.

Anders sieht es aus, wenn ein Fehler in Form einer offenen Phase eintritt, denn als Folge kommt es zu einer Unsymmetrie im Dreiphasensystem der Gegeninduktionsspannungen. Zwar wird in der betroffenen Phase nach wie vor Spannung durch die Rotorbewegung induziert, diese trägt jedoch nicht zum Drehmoment bei. Damit muss sie aus Sicht der Drehmomentbildung als null angenommen werden, sodass der resultierende Raumzeiger der Gegeninduktionsspannungen eine Nullkomponente bekommt. Dies ist in der Abb. 10.6 verdeutlicht. Folglich kann im Fehlerfall das Nullsystem zur Kompensation der entfallenen Phase im Hinblick auf die Erzeugung des Drehmoments genutzt werden.

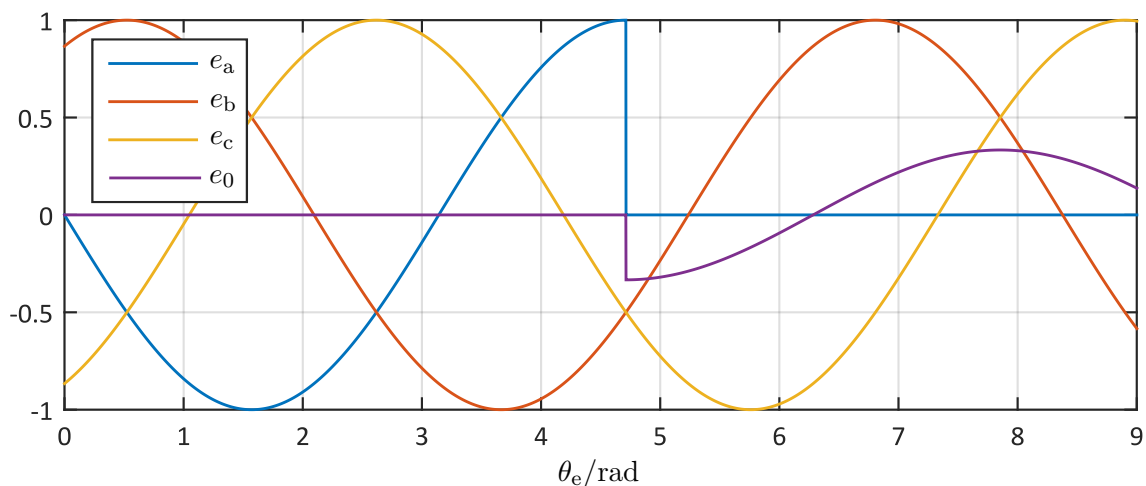


Abbildung 10.6: Gegeninduktionsspannungen in den Motorphasen sowie ihre resultierende Nullkomponente (auf 1 normierte Darstellung) im fehlerfreien Zustand und bei einer offenen Phase A

Nachdem die Anwendung der PQ-Theorie auf die Wirkleistung und das Drehmoment einer PMSM erläutert wurde, muss abschließend noch die Blindleistung analysiert werden.

Dabei setzt sich die von einer PMSM erzeugte Blindleistung im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem wie folgt zusammen [97], [98]:

$$q = \frac{3}{2}(e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha) \quad (10.6)$$

Damit kann die gesamte Augenblicksleistung einer PMSM wie folgt dargestellt werden:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta & 0 \\ -e_\beta & e_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 2e_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (10.7)$$

10.3 Strategie der Drehmomentaufteilung

Wie im Abschnitt 10.2 dargestellt, setzt sich das Drehmoment einer PMSM im Fehlerfall einer offenen Phase und unter Annahme der erweiterten Hardwaretopologie aus zwei Komponenten zusammen: dem Drehmoment $T_{\alpha\beta}$ durch den $\alpha\beta$ -Stromraumzeiger und dem homopolaren Drehmoment T_0 :

$$T_{\alpha\beta} = \frac{3(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta)}{2\omega_m} \quad (10.8)$$

$$T_0 = \frac{3e_0 i_0}{\omega_m} \quad (10.9)$$

$$T_{em} = T_{\alpha\beta} + T_0 \quad (10.10)$$

Nachfolgend soll nun untersucht werden, wie das Drehmoment der PMSM verlustoptimal zwischen den beiden Komponenten verteilt werden kann. Die Untersuchung wurde bereits in [98] für PM Synchrongeneratoren mit angeschlossenem Neutralleiter und einer vorhandenen Nullkomponente in der Gegeninduktionsspannung (bedingt durch bestimmte Wicklungsverteilung) durchgeführt. Da im Falle einer offenen Phase die Gegeninduktionsspannung ebenfalls eine Nullkomponente bekommt, kann die in [98] beschriebene Strategie übernommen werden. Dafür wird zunächst die Gleichung (10.7) nach $[i_\alpha \ i_\beta \ i_0]^T$ umgestellt:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} & \frac{e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} & 0 \\ \frac{e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} & -\frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2e_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} \quad (10.11)$$

Da die Blindleistung die ohmschen Verluste der Maschine erhöht und dabei nicht zum Drehmoment beiträgt, wird $q = 0$ gesetzt. Parallel wird die Leistungs- und damit Drehmomentverteilung durch die noch zu bestimmende Variable f vorgegeben ($0 \leq f \leq 1$):

$$p = P_T f$$

$$p_0 = P_T(1 - f)$$

Damit kann die Gleichung (10.11) wie folgt umgeschrieben und aufgeteilt werden:

$$i_\alpha = \frac{2e_\alpha}{3(e_\alpha^2 + e_\beta^2)} P_T (1 - f) \quad (10.12)$$

$$i_\beta = \frac{2e_\beta}{3(e_\alpha^2 + e_\beta^2)} P_T (1 - f) \quad (10.13)$$

$$i_0 = \frac{1}{3e_0} P_T f \quad (10.14)$$

Anschließend wird f für die verlustoptimale Verteilung bestimmt. Dabei können die ohmschen Verluste der PMSM durch folgende Gleichung dargestellt werden:

$$P_v = \frac{3}{2} R_s (i_\alpha^2 + i_\beta^2 + 2i_0^2) \quad (10.15)$$

Werden die Gleichungen (10.12) bis (10.14) in die Gleichung (10.15) eingesetzt, kann die Verlustleistung der PMSM über f minimiert werden:

$$\min_f P_v = \min_f \frac{2R_s P_T^2 (2e_0^2 f^2 - 4e_0^2 f + 2e_0^2 + e_\alpha^2 f^2 + e_\beta^2 f^2)}{9e_0^2 (e_\alpha^2 + e_\beta^2)} \quad (10.16)$$

Durch die Lösung des Minimierungsproblems kann die optimale Verteilung des Drehmoments zwischen $T_{\alpha\beta}$ und T_0 bestimmt werden:

$$f_{\text{opt}} = \frac{2e_0^2}{2e_0^2 + e_\alpha^2 + e_\beta^2} \quad (10.17)$$

Anschließend kann die Gleichung (10.17) in die Gleichungen (10.12) bis (10.14) eingesetzt werden, sodass das gewünschte Drehmoment T_{em}^* für den verlustoptimalen Betrieb wie folgt auf die $\alpha\beta 0$ -Ströme aufgeteilt werden muss:

$$i_\alpha = \frac{2e_\alpha \omega_m}{3(2e_0^2 + e_\alpha^2 + e_\beta^2)} \cdot T_{\text{em}}^* \quad (10.18)$$

$$i_\beta = \frac{2e_\beta \omega_m}{3(2e_0^2 + e_\alpha^2 + e_\beta^2)} \cdot T_{\text{em}}^* \quad (10.19)$$

$$i_0 = \frac{2e_0 \omega_m}{3(2e_0^2 + e_\alpha^2 + e_\beta^2)} \cdot T_{\text{em}}^* \quad (10.20)$$

Da der Vektor $\mathbf{e}_{\alpha\beta 0} = [e_\alpha \ e_\beta \ e_0]^T$ nicht direkt messbar ist, wird an dieser Stelle folgender Ansatz zu seiner Bestimmung gewählt:

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta 0} = \frac{d[\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta 0, \text{EMK}}]}{dt} = \frac{d[\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta 0, \text{EMK}}]}{d\theta_m} \cdot \frac{d\theta_m}{dt} = \boldsymbol{\varphi}_{\alpha\beta 0}(\theta_m) \cdot \omega_m \quad (10.21)$$

Dabei beschreibt $\boldsymbol{\varphi}_{\alpha\beta 0} = [\varphi_\alpha \ \varphi_\beta \ \varphi_0]^T$ die Verkettungsflussänderung im Luftspalt über den Rotorwinkel, ausgehend ausschließlich von den Rotorpermanentmagneten, und spiegelt somit die Wellenform der Gegeninduktionsspannungen über die Rotorposition wieder. Für eine bestimmte Maschine kann $\boldsymbol{\varphi}_{\alpha\beta 0}$ offline über θ_m aufgenommen und in einer Lookup-Tabelle gespeichert werden, sodass die Notwendigkeit eines Beobachters für $\mathbf{e}_{\alpha\beta 0}$

entfällt.

Wird die Gleichung (10.21) in die Gleichungen (10.18) bis (10.20) eingesetzt, lassen sich die optimalen Ströme in $\alpha\beta 0$ -Koordinaten bei einem vorgegebenen Drehmoment wie folgt berechnen:

$$i_\alpha = \frac{2\varphi_\alpha}{3(2\varphi_0^2 + \varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2)} \cdot T_{\text{em}}^* \quad (10.22)$$

$$i_\beta = \frac{2\varphi_\beta}{3(2\varphi_0^2 + \varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2)} \cdot T_{\text{em}}^* \quad (10.23)$$

$$i_0 = \frac{2\varphi_0}{3(2\varphi_0^2 + \varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2)} \cdot T_{\text{em}}^* \quad (10.24)$$

10.4 Beschreibung des Regelalgorithmus

Auf Basis der in den vorhergehenden Abschnitten dieses Kapitels vorgestellten Erkenntnisse soll nun eine modellbasierte prädiktive Drehmomentregelung für eine PMSM entwickelt werden, wobei diese eine Fehlertoleranz gegenüber einer offenen Phase aufweisen soll. Als notwendige Hardwareerweiterung wird dabei von der Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie mit angeschlossenem Neutralleiter ausgegangen. Die Regelung soll auf der Strategie der MPC mit endlichem Stellgrößensatz basieren, sodass die Notwendigkeit einer Raumzeigermodulation entfällt.

Ein Kernelement der FCS-MPC ist, analog zu GPC, die Prädiktion der Regelgrößen mithilfe des Modells der Regelstrecke. Jedoch wird das Modell nicht in das Optimierungsproblem eingebunden, sondern explizit verwendet: jeder der möglichen Grundspannungsraumzeiger wird dem Modell einzeln zugefügt und die resultierenden Ausgangsgrößen berechnet. Anschließend wird der Spannungsraumzeiger mit der kleinsten Abweichung zwischen den vorhergesagten Ausgangsgrößen und den Führungsgrößen ausgegeben. Da im fehlerfreien Zustand nur sieben und im Fehlerfall nur vier verschiedene Grundspannungsraumzeiger vorhanden sind, ist der Rechenaufwand für $N_p = 1$ überschaubar. Allerdings muss an dieser Stelle beachtet werden, dass die Zahl der möglichen Kombinationen der durchzurechnenden Spannungsraumzeiger und damit der Rechenaufwand exponentiell mit dem Prädiktionshorizont zunimmt.

Nachfolgend soll nun der entwickelte Regelalgorithmus vorgestellt werden. Im ersten Schritt werden dabei für alle realisierbaren Spannungsraumzeiger die resultierenden Stromraumzeiger $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = [i_\alpha \ i_\beta \ i_0]^T$ für den nächsten Abtastschritt vorhergesagt. Damit beträgt der Prädiktionshorizont $N_p = 1$, sodass der notwendige Rechenaufwand gering ist. Mathematisch basiert die Prädiktion von $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}$ auf der Lösung der systembeschreibenden Differentialgleichungen der PMSM im statorfesten Koordinatensystem (2.4) und (2.5) unter Berücksichtigung der Gleichung (10.21), wobei als Lösungsansatz das Euler-vorwärts-Verfahren angewendet wird:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(k+1) = \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(k) + T_a \mathbf{L}_{\alpha\beta 0}^{-1} \left[\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(k) - R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(k) - \omega_m(k) \boldsymbol{\varphi}_{\alpha\beta 0}(k) \right] \quad (10.25)$$

Dabei ist $\mathbf{L}_{\alpha\beta 0}^{-1}$ die Inverse der Induktivitätsmatrix in statorfesten Koordinaten und ist wie

folgt definiert:

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s + M} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s + M} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_s - 2M} \end{bmatrix}$$

An dieser Stelle muss beachtet werden, dass die Prädiktion für den Zeitpunkt $k + 1$ in der Gleichung (10.25) die Ausgabe der für die Berechnung eingesetzten Spannungsraumzeiger $\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(k)$ zum Zeitpunkt k voraussetzt. Diese müssen jedoch aufgrund der Prozessorlaufzeit bereits im Abtastschritt $k - 1$ berechnet werden, um im Abtastschritt k ausgegeben werden zu können. Entsprechend muss die Prädiktionsgleichung (10.25) um die Berücksichtigung dieser Totzeit erweitert werden. Dafür wird ein in [99] beschriebener Ansatz verwendet, wobei $\omega_m(k + 1) = \omega_m(k)$ angenommen wird (da sich ω_m bei geeigneter Wahl der Abtastzeit innerhalb eines Abtastschritts nicht signifikant ändert):

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(k + 1) &= \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(k) + T_a \mathbf{L}_{\alpha\beta 0}^{-1} \left[\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^{k-1}(k) - R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(k) - \omega_m(k) \boldsymbol{\varphi}_{\alpha\beta 0}(k) \right] \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(k + 2) &= \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(k + 1) + T_a \mathbf{L}_{\alpha\beta 0}^{-1} \left[\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^k(k + 1) - R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(k + 1) - \omega_m(k) \boldsymbol{\varphi}_{\alpha\beta 0}(k + 1) \right] \end{aligned} \quad (10.26)$$

Der Ansatz besteht aus zwei Prädiktionsschritten und wird nachfolgend, vom Abtastpunkt k ausgehend, beschrieben. Im ersten Schritt wird der bereits zum Zeitpunkt $k - 1$ berechneter und im aktuellen Abtastpunkt k ausgegebener Spannungsraumzeiger $\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^{k-1}(k)$ verwendet, um $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}$ für den nächsten Abtastpunkt $k + 1$ vorherzusagen. Von $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(k + 1)$ ausgehend werden im nächsten Schritt die zu erwartenden Stromraumzeiger für den übernächsten Abtastpunkt $k + 2$, abhängig von den verfügbaren Spannungsraumzeigern $\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^k(k + 1)$, bestimmt.

Nachdem die Prädiktion von $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(k + 2)$ abgeschlossen ist, wird die eigentliche Regelung ausgeführt. Dabei können zwei auf den Ausführungen des vorherigen Abschnitts aufbauende Ansätze zur Realisierung der gewünschten Drehmomentregelung verwendet werden. Der erste Ansatz basiert auf den Gleichungen (10.22) bis (10.24). Anhand dieser Gleichungen wird im ersten Schritt der Sollstromraumzeiger $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}^*$ aus dem gewünschten Drehmoment bestimmt und anschließend der Spannungsraumzeiger als Stellgröße für den Abtastschritt $k + 1$ so gewählt, dass der zu erwartende $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(k + 2)$ die kleinste Abweichung zu $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}^*$ aufweist.

Eine elegantere Lösung kann jedoch durch einen leicht veränderten Ansatz erreicht werden. Dafür wird für jeden $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(k + 2)$ das resultierende Drehmoment und die erwartete Blindleistung nach den Gleichungen (10.5), (10.6) und (10.21) sowie unter der Annahme $\omega_m(k + 2) = \omega_m(k)$ berechnet:

$$T_{\text{em}}(k + 2) = \frac{3}{2} \left[\varphi_{\alpha}(k + 2) i_{\alpha}(k + 2) + \varphi_{\beta}(k + 2) i_{\beta}(k + 2) \right] + 3\varphi_0(k + 2) i_0(k + 2) \quad (10.27)$$

$$q(k + 2) = \frac{3}{2} \left[\varphi_{\alpha}(k + 2) i_{\beta}(k + 2) - \varphi_{\beta}(k + 2) i_{\alpha}(k + 2) \right] \omega_m(k) \quad (10.28)$$

Anschließend wird die Kostenfunktion wie folgt definiert:

$$J = \lambda_T |T_{\text{em}}^* - T_{\text{em}}(k+2)| + \lambda_q |q(k+2)| + \lambda_0 |i_0^* - i_0(k+2)| \quad (10.29)$$

wobei i_0^* nach der Strategie der verlustoptimalen Drehmomentaufteilung anhand der Gleichung (10.24) berechnet wird und λ_T , λ_q , λ_0 die Gewichtungskoeffizienten darstellen. Als optimaler Spannungsraumzeiger wird dann $\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}$ mit dem kleinsten resultierenden J gewählt und im nächsten Abtastschritt ausgegeben. Da die Kostenfunktion in der Gleichung (10.29) die beiden ursprünglichen Führungsgrößen T_{em} und q enthält und damit eine direkte Drehmomentregelung darstellt, und die Regelperformance der beiden Ansätze sich nicht unterscheidet, wird dieser Ansatz dem Ansatz der $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}$ -Regelung vorgezogen.

Zuletzt soll die Berechnung der für den Abtastschritt $k+1$ zur Verfügung stehenden Spannungsraumzeiger $\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^k(k+1)$ näher betrachtet werden. Im fehlerfreien Zustand können die in der Tab. 10.4 dargestellten Vektoren der Phasenspannungen $\mathbf{u}_i = [u_a \ u_b \ u_c]^T$, $i = 1 \dots 8$, erzeugt werden. Wird eine Phase offen geschaltet, ist ihre Phasenspannung

	S_1	S_2	S_3	u_a	u_b	u_c
\mathbf{u}_1	0	0	0	$-\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$-\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$-\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$
\mathbf{u}_2	1	0	0	$\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$-\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$-\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$
\mathbf{u}_3	1	1	0	$\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$-\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$
\mathbf{u}_4	0	0	1	$-\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$-\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$
\mathbf{u}_5	0	1	0	$-\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$-\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$
\mathbf{u}_6	0	1	1	$-\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$
\mathbf{u}_7	1	0	1	$\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$-\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$
\mathbf{u}_8	1	1	1	$\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$	$\frac{1}{2}U_{\text{zk}}$

Tabelle 10.4: Darstellung der aus den realisierbaren Schaltzuständen resultierenden Phasenspannungen im fehlerfreien Zustand

null unabhängig vom Schaltzustand. Damit kann der Satz der zur Verfügung stehenden Spannungsraumzeiger im $\alpha\beta 0$ -Koordinatensystem wie folgt ermittelt werden:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta 0,i} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_{\text{abc}} \mathbf{u}_i \quad \text{für } i = 1 \dots 8 \quad (10.30)$$

wobei

$$\mathbf{F}_{\text{abc}} = \begin{bmatrix} f_a & 0 & 0 \\ 0 & f_b & 0 \\ 0 & 0 & f_c \end{bmatrix}$$

die Fehlermatrix darstellt. Im fehlerfreien Zustand sind alle Phasenspannungen verfügbar

und die Fehlerindizes f_a , f_b und f_c sind auf Eins gesetzt (negierte Logik). Tritt der Fehlerfall einer offenen Phase ein, kann die betroffene Phase nicht zum Spannungsraumzeiger $\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}$ beitragen und der entsprechende Fehlerindex wird auf null gesetzt.

10.5 Detektion einer offenen Phase

Die Fehlertoleranz des entwickelten Regelalgorithmus kann nur gewährleistet werden, wenn der Fehler, ob Zwischenwindungskurzschluss oder offene Phase, korrekt erkannt wird. Die Detektion des Zwischenwindungskurzschlusses wurde bereits im Kapitel 9 vorgestellt und bedarf an dieser Stelle keiner weiteren Ausführungen. Dagegen wurde die Beschreibung der Strategie zur Erkennung einer offenen Phase im Teil II bewusst ausgelassen, da ohne eine fehlertolerante Regelung keine sinnvollen Experimentalergebnisse aufgenommen werden könnten. Entsprechend soll dies an dieser Stelle nachgeholt werden. Dabei ist die Erkennung einer offenen Phase angesichts vorhandener Prädiktion des Stromraumzeigers denkbar einfach: aus $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}(k+1)$ wird mittels inverser Clarke-Transformation $\mathbf{i}_{abc}(k+1)$ berechnet und im nächsten Abtastschritt mit den tatsächlich gemessenen Phasenströmen verglichen. Im Falle einer offenen Phase ist der jeweilige Phasenstrom null und die Differenz zwischen der Prädiktion und den Messwerten entsprechend groß, sodass der Fehler einfach erkannt werden kann.

10.6 Erweiterung des Motorprüfstands

Bevor der entwickelte Regelalgorithmus experimentell getestet werden kann, muss der im Abschnitt 9.2 beschriebene Motorprüfstand gemäß Abb. 10.3 erweitert werden. Dafür muss der Neutralleiter im Zwischenkreis zwischen zwei identische, in Reihe geschaltete Kondensatoren angeschlossen werden. Allerdings weisen die meisten Wechselrichter dieser Leistungsklasse nur einen Kondensator im Zwischenkreis, so auch der verwendete Wechselrichter. Als Lösung wurde parallel zum Zwischenkreis eine einfache Schaltung mit zwei Kondensatoren in Reihe geschaltet. Da im Betrieb mit einem Nullstrom gerechnet werden muss, wurde zur Begrenzung der Fluktuation der Kondensatorspannungen parallel zu jedem Kondensator ein Widerstand geschaltet. Die beiden Widerstände sind identisch, mit einer Abweichung von maximal einem Prozent. Dadurch wird auch eine Schiefverteilung der Zwischenkreisspannung aufgrund möglicher Kapazitätsunterschiede verhindert.

Eine weitere notwendige Anpassung betrifft den Wechselrichter, dessen Strommessung mittels Low-side Shunts (Strommesswiderstände unterhalb der unteren Schalter des Wechselrichters) realisiert ist. Bei dieser Messanordnung muss sichergestellt werden, dass während der Messung die unteren Schalter leiten und der Strom über die Shunts zur Masse fließt. Wird eine Raumzeigermodulation zur Spannungsausgabe verwendet, kann die Messung während der Ausgabe des Nullraumzeigers stattfinden. Da der entwickelte Regelalgorithmus jedoch ohne Raumzeigermodulation arbeitet und feste Schaltzustände ausgibt, kann diese Messanordnung nicht verwendet werden. Entsprechend wird der Wechselrichter mit Low-side Shunts gegen einen Wechselrichter mit einer direkten Phasenstrommessung ausgetauscht. Die Daten des neuen Wechselrichters sind in der Tabelle 10.5 zusammengefasst.

Leistungselektronik	
Typ	B6-Brücke
Modell	TI BOOSTXL-3PhGaNInv
Zwischenkreisspannung	60 V
Nennstrom	10 A
Strommessung	Direkte Phasenstrommessung
Zwischenkreiskapazität	220 μF
Zwischenkreiserweiterung	
Kapazität	$2 \times 2200 \mu\text{F}$ als Reihenschaltung
Balancingwiderstände	590Ω parallel zu jedem Kondensator

Tabelle 10.5: Parameter der Prüfstandserweiterung

Die letzte Erweiterung betrifft die Stranginduktivität der Prüflingsmaschine. Diese beträgt $L_s = 157 \mu\text{H}$, bei einer Gegeninduktivität von $M = 55 \mu\text{H}$. Ausgehend von einer Abtastzeit $T_a = 25 \mu\text{s}$ und unter Berücksichtigung, dass bei der gewählten Topologie der Betrag der Phasenspannungen stets $\frac{U_{zk}}{2} = 24 \text{ V}$ beträgt, ist damit ein Stromanstieg bis zu $12,8 \text{ A}$ pro Abtastschritt zu erwarten (Spannungsabfall am Strangwiderstand vernachlässigt):

$$\begin{bmatrix} \Delta i_a \\ \Delta i_b \\ \Delta i_c \end{bmatrix} = T_a \mathbf{L}_{abc}^{-1} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 12,8 \\ 12,8 \\ 12,8 \end{bmatrix} \text{ A}$$

Das Problem des großen Stromrippels im Bezug auf FCS-MPC ist allgemein bekannt [79] und kann z. B. durch eine weitere Verkleinerung der Abtastzeit oder durch die Wahl einer Maschine mit größerer Stranginduktivität verringert werden. Da jedoch eine Verkleinerung der Abtastzeit auf unter $25 \mu\text{s}$ bei dem verwendeten Mikroprozessor nicht möglich ist und die Wahl einer neuen Prüflingsmaschine den Aufbau eines neuen Motorprüfstands bedeutet, wurde stattdessen die Stranginduktivität der vorhandenen Maschine durch zusätzliche, jeder Phase vorgeschaltete Drosseln künstlich erhöht. Die Zusatzdrosseln sind voneinander magnetisch entkoppelt, sodass damit auch die Gleichtaktinduktivität steigt. Diese Lösung kann zwar nicht auf reale Anwendungen übertragen werden, an dieser Stelle jedoch ermöglicht sie die experimentelle Verifizierung des entwickelten Regelalgorithmus. Entsprechend wurde in jede Phase eine Zusatzinduktivität von $400 \mu\text{H}$ zwischengeschaltet. Zum Abschluss dieses Abschnitts sind die beschriebenen Erweiterungen des Motorprüfstands in der Abb. 10.7 abgebildet.

10.7 Experimentalergebnisse

Nach der entsprechenden Erweiterung des Motorprüfstands kann die entwickelte fehlertolerante Drehmomentregelung nun getestet werden. Wie bereits im vorhergehenden Abschnitt gezeigt, nimmt der Drehmomentrippel mit steigender Abtastzeit des Regelalgorithmus

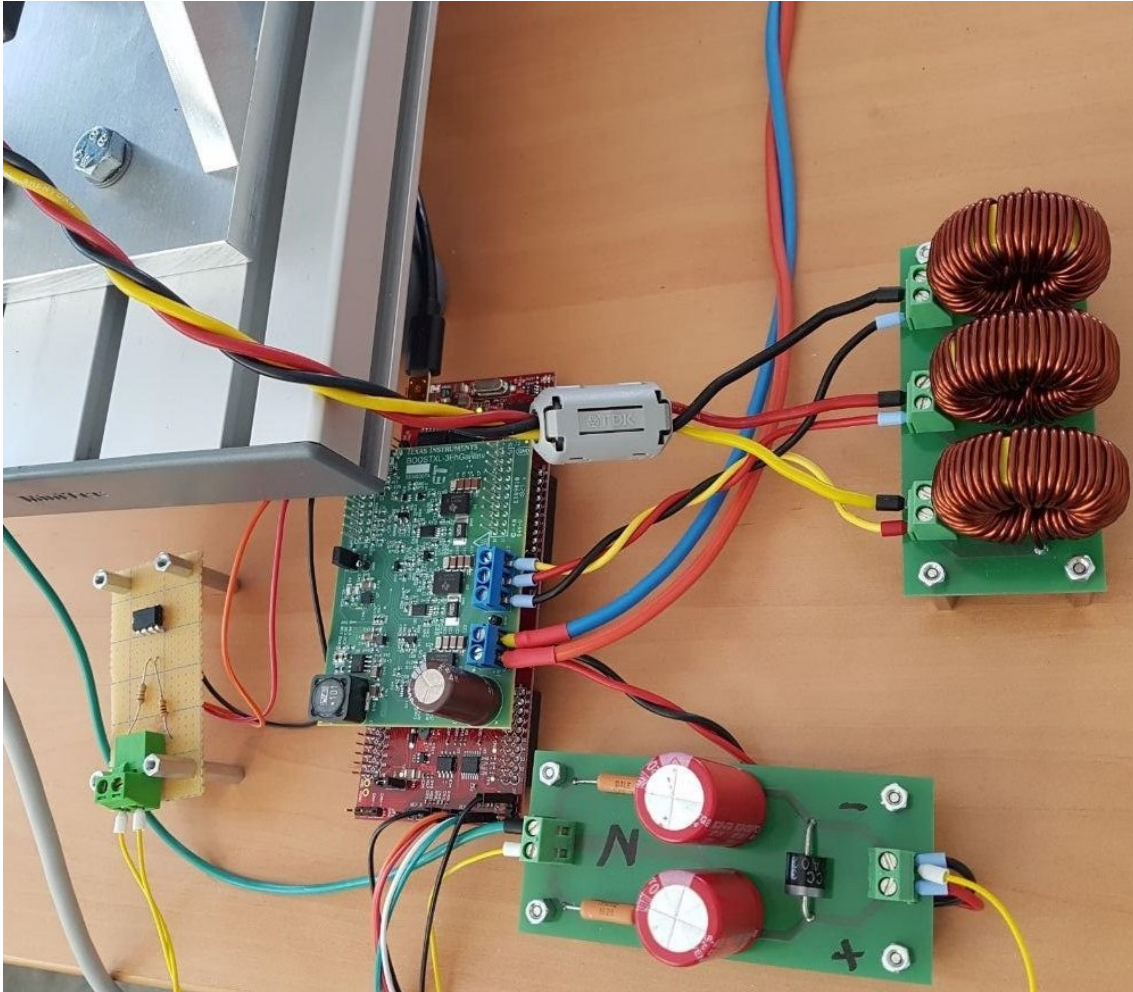


Abbildung 10.7: Erweiterung des Motorprüfstands

zu, sodass bei der Implementierung besonders auf die Wahl einer ausreichend kleinen Abtastzeit zu achten ist. Entsprechend wird eine Abtastzeit von $T_a = 25 \mu\text{s}$ gewählt. Da die Schaltzustände direkt ausgegeben werden, findet innerhalb eines Abtastschritts maximal ein Schaltvorgang statt (wenn bspw. im nächsten Abtastschritt der gleiche Raumzeiger erzeugt werden soll, ist kein Schaltvorgang notwendig), sodass die Schaltperiode $T_s \geq 2T_a$ beträgt. Damit arbeitet der Wechselrichter bei einer festen Abtastzeit von $25 \mu\text{s}$ mit einer variablen Schaltfrequenz von $f \leq 20 \text{ kHz}$.

Die Strategie des Regelalgorithmus basiert auf der Prädiktion des Drehmoments und der Blindleistung anhand des gemessenen Stromraumzeigers $i_{\alpha\beta 0}$, des verfügbaren Sets der Spannungsraumzeiger und der Rotorflussänderung $\varphi_{\alpha\beta 0}(\theta_m)$ als Funktion des Rotorwinkels (siehe Gleichung (10.27) und (10.28)). Letztere kann offline aufgenommen und als Lookup-Tabelle gespeichert werden. Dafür wird der Prüflingsmaschine durch die Last eine konstante Drehzahl aufgeprägt und die Gegeninduktionsspannung zwischen jeder Phase und dem Neutralleiter als Funktion des Rotorwinkels gemessen. Aus der Gegeninduktionsspannung kann zunächst $\varphi_{abc}(\theta_m)$ wie folgt bestimmt werden:

$$\varphi_{abc}(\theta_m) = \frac{e_{abc}(\theta_m)}{\omega_m} \quad (10.31)$$

Anschließend kann $\varphi_{abc}(\theta_m)$ als Lookup-Tabelle gespeichert und in jedem Abtastschritt wie folgt in $\alpha\beta 0$ -Koordinaten überführt werden:

$$\varphi_{\alpha\beta 0}(\theta_m) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_{abc} \varphi_{abc}(\theta_m) \quad (10.32)$$

Durch die Multiplikation von $\varphi_{abc}(\theta_m)$ mit der Fehlermatrix wird angenommen, dass eine vom Fehler betroffene Phase keinen Rotorfluss erfährt. Tatsächlich wird der Rotorfluss auch im Fehlerfall in allen drei Phasen verkettet, aus Sicht der Drehmomentbildung jedoch ist diese Annahme notwendig, da sie zu einer mathematischen Verschiebung des Rotorflusses der offenen Phase in die Nullkomponente führt und dadurch die Kompensation der fehlenden Phase durch das Nullsystem erlaubt. Der auf diese Weise ermittelte Verlauf von $\varphi_{\alpha\beta 0}(\theta_m)$ in der Prüfmaschine ist in der Abb. 10.8 für den fehlerfreien Fall und in der Abb. 10.9 für offene Phase A dargestellt.

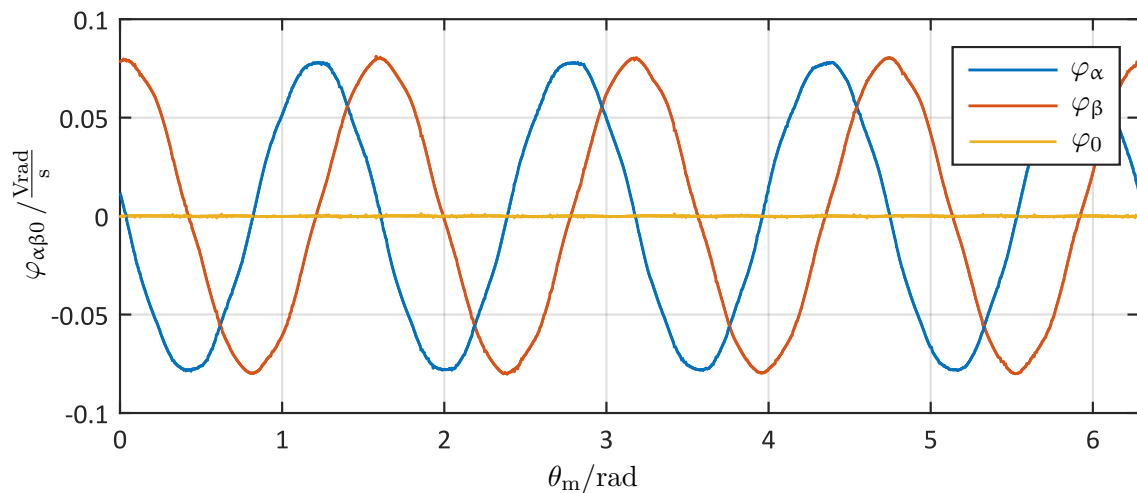


Abbildung 10.8: Rotorflussänderung als Funktion des Rotorwinkels im fehlerfreien Fall

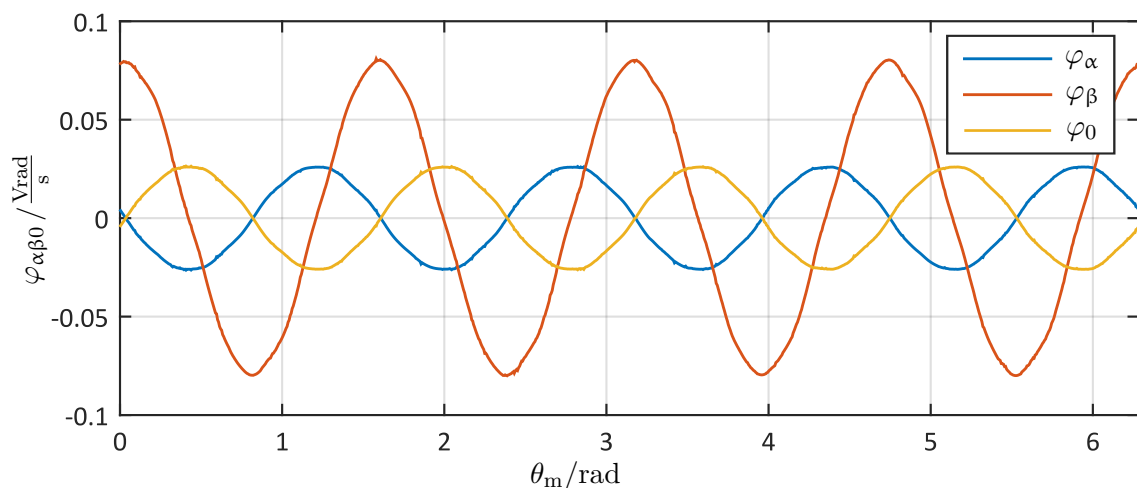


Abbildung 10.9: Rotorflussänderung als Funktion des Rotorwinkels nach Ausfall der Phase A

Nachdem die Vorbereitungen nun abgeschlossen sind, müssen im letzten Schritt die Gewichtungsfaktoren für die Kostenfunktion gewählt werden. Diese wurden experimentell ermittelt und betragen $\lambda_T = 20$, $\lambda_q = 0,4$ und $\lambda_0 = 0,1$.

Nun kann mit der experimentellen Verifizierung des Regelalgorithmus begonnen werden. Dafür soll zunächst die Regelperformance im fehlerfreien Zustand analysiert werden. Der Prüfingsmaschine wird durch die Last eine konstante Drehzahl von 1000 U/min aufgezwungen, während das Solldrehmoment sprunghaft von 0 auf 0,4 Nm geändert wird. Die Ergebnisse des ersten Tests sind in den Abb. 10.10 und 10.11 dargestellt.

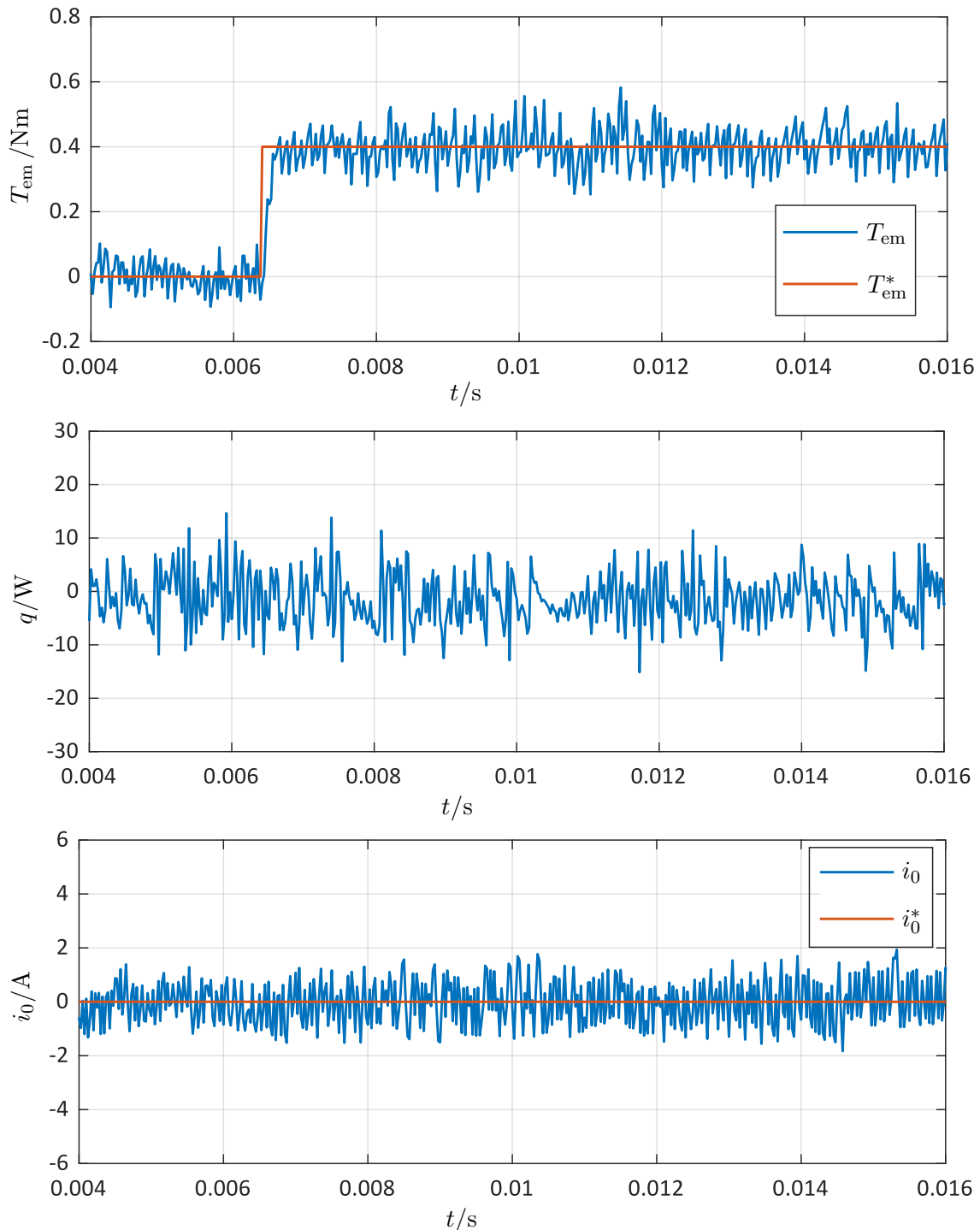


Abbildung 10.10: Reaktion des Regelkreises auf eine sprunghafte Änderung des Solldrehmoments von 0 auf 0,4 Nm (Regelgrößen)

Wie in der Abb. 10.10 zu sehen, wird das gewünschte Drehmoment schnell (innerhalb weniger Abtastschritte) erreicht. Dabei besteht das erzeugte Drehmoment T_{em} im fehler-

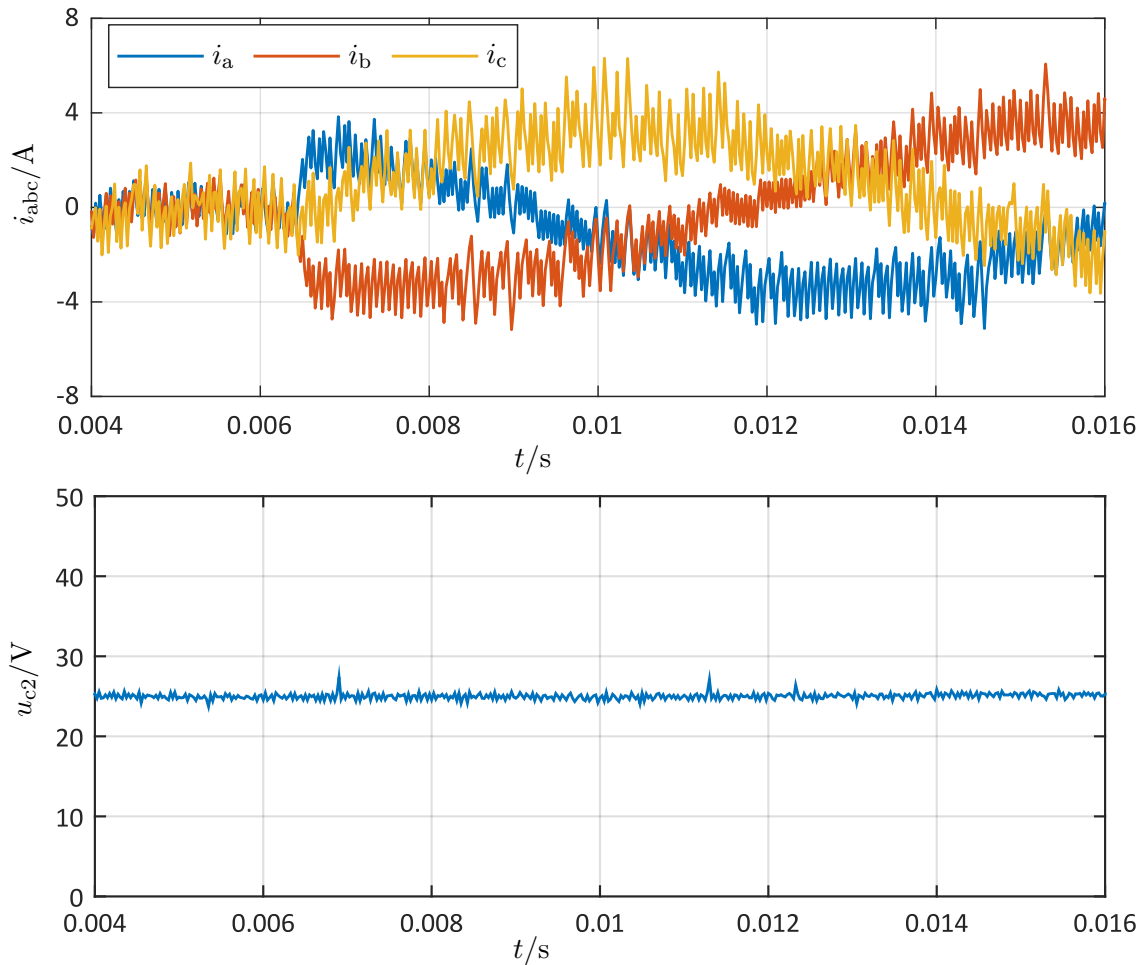


Abbildung 10.11: Reaktion des Regelkreises auf eine sprungförmige Änderung des Söldrehmoments von 0 auf 0,4 Nm (relevante Systemgrößen)

freien Zustand ausschließlich aus $T_{\alpha\beta}$ und das homopolare Drehmoment T_0 ist null. Dies ist auf die fehlende Nullkomponente des Rotorflusses im fehlerfreien Zustand zurückzuführen (vgl. Abb. 10.8). Entsprechend wird i_0 durch den Algorithmus auf null geregelt. Auch die Blindleistung kann zufriedenstellend gegen null gehalten werden. Weiterhin stellt sich die Spannung u_{c2} am unteren Kondensator des Zwischenkreises, dank der parallelgeschalteten Balancing-Widerstände, konstant auf $\frac{U_{2k}}{2}$, wie in der Abb. 10.11 zu sehen.

Im nächsten Test soll die Fehlertoleranz der Regelung untersucht werden. Dafür wird bei konstantem $T_{em}^* = 0,4$ Nm die Phase A zum Zeitpunkt $t = 19$ ms offen geschaltet. Dies kann eine Abhilfemaßnahme gegen einen detektierten Zwischenwindungskurzschluss oder einen nicht mehr schließbaren Schalter des Wechselrichters darstellen, oder aber einen Wicklungsbruch. Die Ergebnisse sind in den Abb. 10.12 und 10.13 dargestellt.

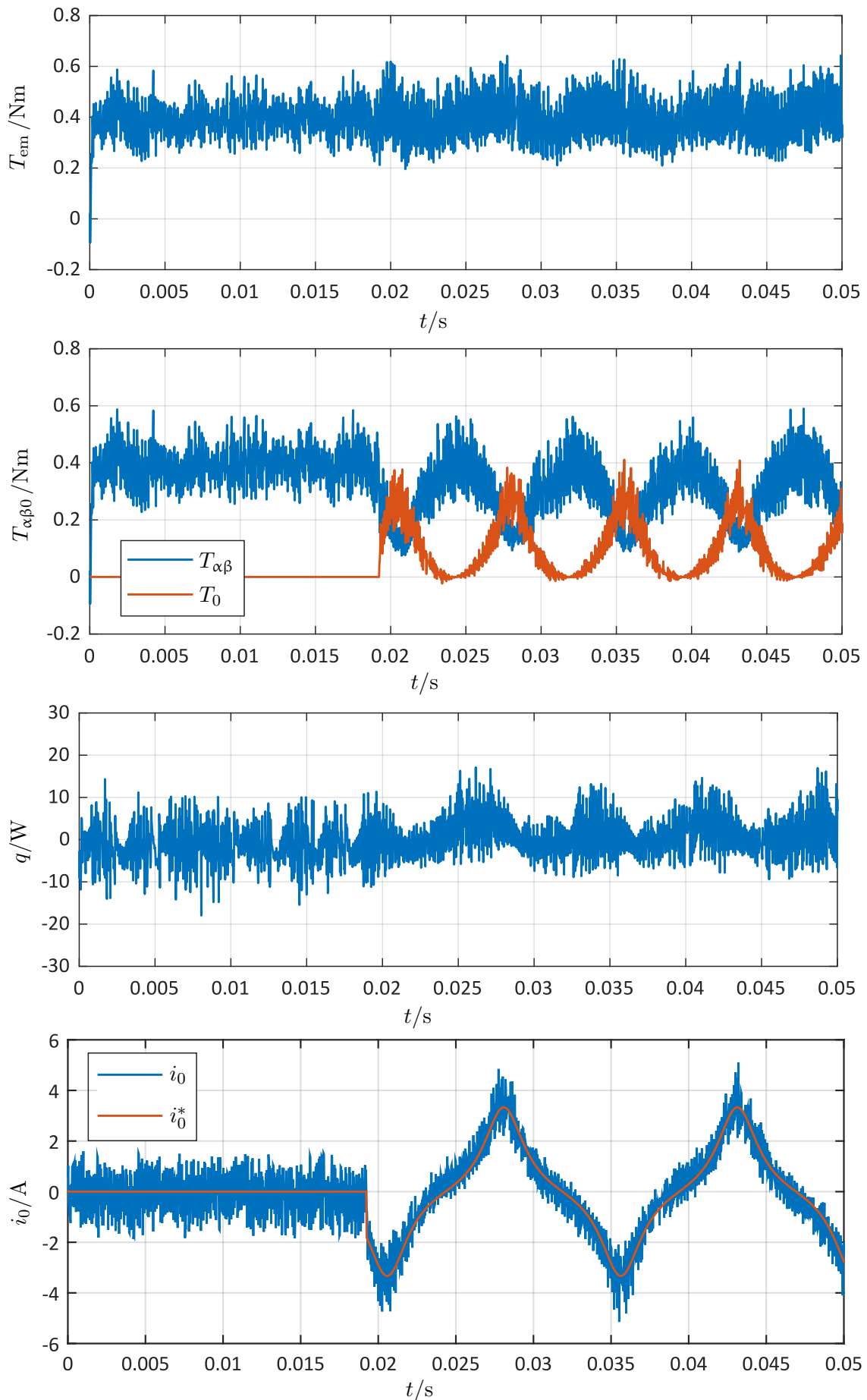


Abbildung 10.12: Reaktion des Regelkreises auf den Ausfall der Phase A bei $t = 19$ ms (Regelgrößen)

Wie aus der Abb. 10.12 ersichtlich, bleibt im Fehlerfall die Regelperformance sowohl hinsichtlich des Drehmoments als auch der Blindleistung unverändert gut. Dabei ändert der Regelalgorithmus die Drehmomentzusammensetzung im Fehlerfall, da bedingt durch die vorhandene Nullkomponente im Rotorfluss nun auch das homopolare Drehmoment T_0 erzeugt werden kann. Entsprechend fließt ein geregelter Nullstrom durch den Neutralleiter, welcher die fehlende Phase kompensiert und dabei die Drehmomenterzeugung verlustoptimal zwischen den verbliebenen Phasen und dem Nullsystem aufteilt.

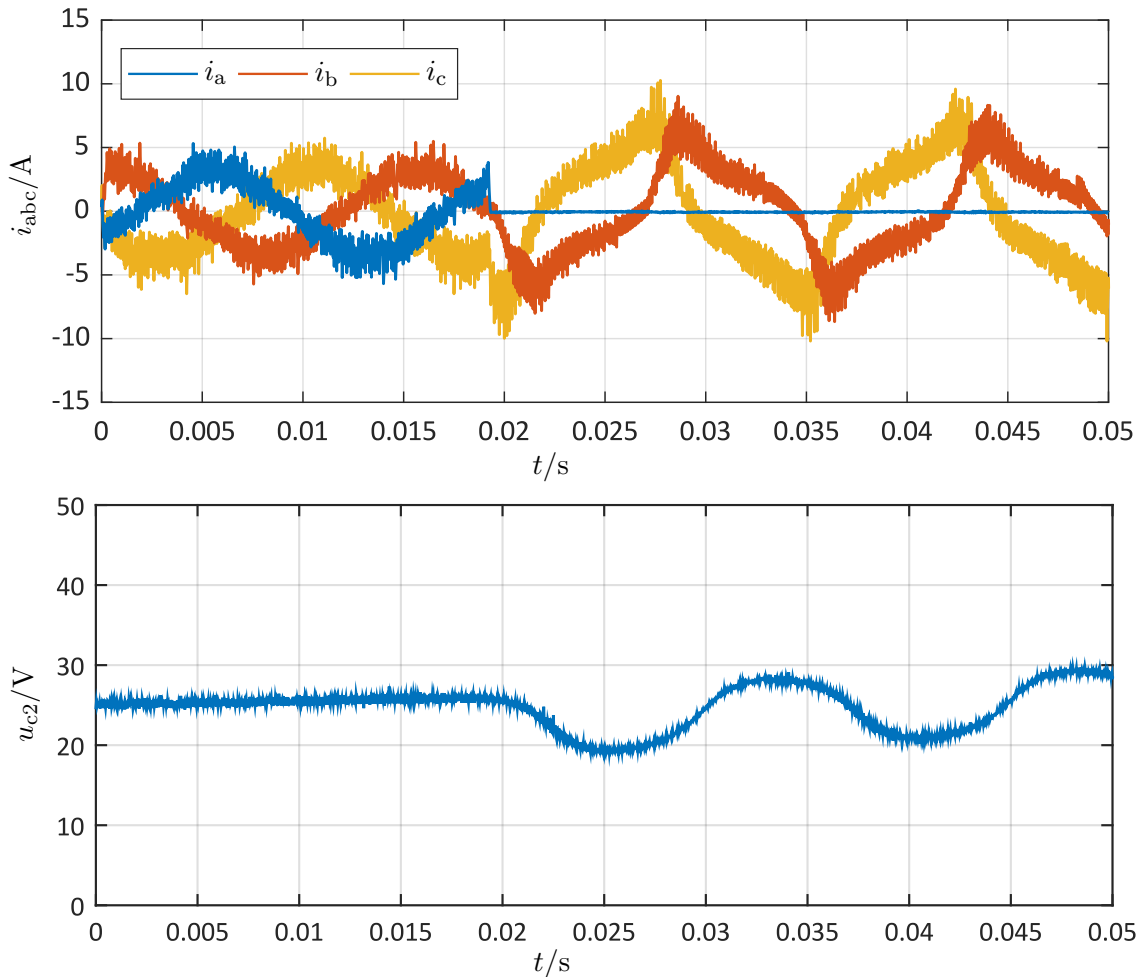


Abbildung 10.13: Reaktion des Regelkreises auf den Ausfall der Phase A bei $t = 19$ ms (relevante Systemgrößen)

Die Kompensation einer offenen Phase durch den Neutralleiter hat jedoch einen unerwünschten Nebeneffekt: sobald ein Nullstrom zwischen dem Sternpunkt der Maschine und dem Mittelpunkt des Zwischenkreises fließt, verschiebt sich das Potential des Zwischenkreismittelpunktes, wie in der Abb. 10.13 zu sehen. Die Verschiebung ist auf das Auf- bzw. Entladen des unteren Kondensators zurückzuführen, nimmt jedoch mit steigendem Energiegehalt des Kondensators ab. Da der Energiegehalt eines Kondensators über die Gleichung $E = \frac{1}{2}Cu^2$ bestimmt wird, kann der Fluktuation des Mittelpunktpotentials durch eine Vergrößerung der Kapazität entgegengewirkt werden. Dies wurde bei der Erweiterung des Motorprüfstands im Abschnitt 10.6 berücksichtigt, sodass die beiden Kondensatoren in der Zwischenkreiserweiterung eine für diese Leistung überdimensionierte Kapazität aufweisen

(s. Tabelle 10.7). Noch effektiver an dieser Stelle wäre eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung (quadratischer Zusammenhang zum Energiegehalt), diese ist jedoch auf den für den Motorprüfstand festgelegten Nennwert begrenzt.

Weiterhin muss beachtet werden, dass die Frequenz des Nullstroms die Fluktuation des Mittelpunktspotentials ebenfalls beeinflusst. Je kleiner die Frequenz des Nullstroms ist, desto länger wird der untere Kondensator „am Stück“ geladen bzw. entladen, was zu einer Zunahme der Fluktuationsamplitude führt. Der Effekt ist in der Abb. 10.14 bei einer Drehzahl von 300 U/min gut zu sehen. Im Drehzahlbereich unterhalb von 300 U/min wird der untere Kondensator noch vor dem Erreichen des jeweils nächsten Nulldurchgangs im i_0 fast vollständig aufgeladen bzw. entladen, sodass i_0 nicht mehr aufrechterhalten werden kann und auf null fällt. Damit kann der Regelalgorithmus im Fehlerfall mit der hier eingesetzten Hardware-Topologie nicht dauerhaft im unteren Drehzahlbereich gefahren werden. An dieser Stelle sei angemerkt, dass diese Einschränkung nur im Fehlerfall gilt, da nur in diesem Fall ein signifikanter Nullstrom durch den Neutralleiter fließt. Im fehlerfreien Zustand dagegen funktioniert die Regelstrategie im gesamten Drehzahlbereich.

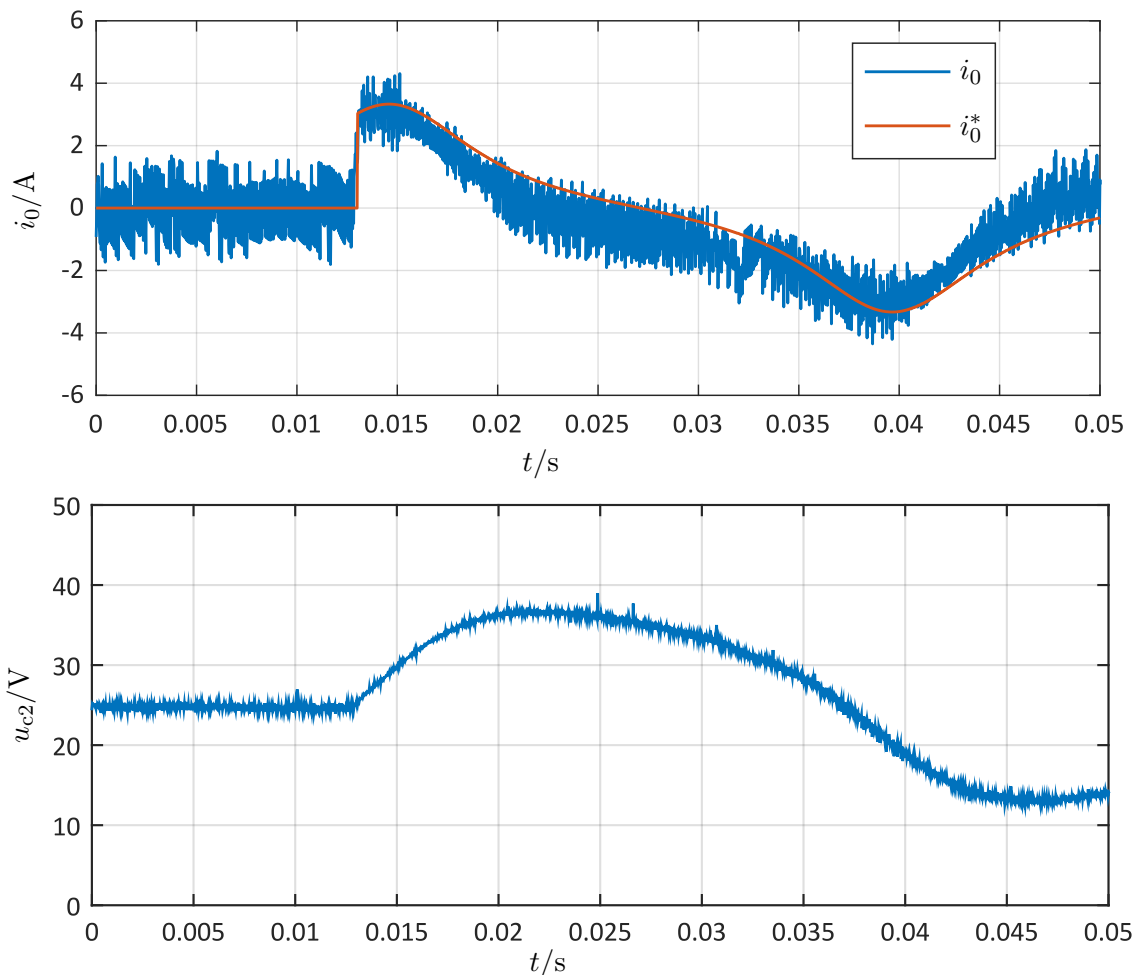


Abbildung 10.14: Fluktuation des Zwischenkreis-Mittelpunktpotentials bei 300 U/min

KAPITEL 11

Zusammenfassung und Ausblick

Die modellbasierte prädiktive Regelung, obgleich seit den 1970-er bekannt, findet erst in den letzten Jahren eine zunehmende Anwendung in der elektrischen Antriebstechnik. Als Regelstrategie für einen Antrieb bietet MPC, verglichen mit der PI-basierten feldorientierten Regelung, einige klare Vorteile. Dies wurde bereits in zahlreichen Arbeiten für die Strom- bzw. Drehmomentregelung, aber auch für die direkte Drehzahlregelung demonstriert, sowohl auf Basis von Continuous Control Set MPC, als auch Finite Control Set MPC. Was jedoch auffällt ist, dass bisher keine direkte Positionsregelung eines Antriebs mit MPC realisiert wurde. Dabei hat der Positionsregelkreis mit Spannungs- und Stromgrenzen sowie eventuell vorhandenen Positionsgrenzen die meisten Beschränkungen zu beachten. Ein direkter Positionsregler mit der Kenntnis all dieser Grenzen könnte an dieser Stelle von großem Nutzen sein. An dieser Fragestellung setzt der erste Teil der vorliegenden Dissertation an, wobei sich die Arbeit auf ein Maschinentyp, die permanentmagneterregte Synchronmaschine, fokussiert.

Als MPC-Ansatz kommt der in der Antriebstechnik bisher fast unbekannt Generalized Predictive Control zum Einsatz, da der Algorithmus auf der Modellbeschreibung mittels der in der Antriebstechnik bestens bekannten Übertragungsfunktion bzw. (im Mehrgrößenfall) Übertragungsmatrix der Maschine basiert. Dies dürfte die Vergleichbarkeit zu der PI-basierten FOC, aber auch die Akzeptanz dieser komplexen Regelstrategie erhöhen. Ausgehend von der Übertragungsmatrix wird im ersten Schritt das CARIMA-Modell für die PM Synchronmaschine aufgestellt. Anschließend werden die zulässigen Bereiche für den Spannungs- und Stromraumzeiger als Nebenbedingungen mit dem Gütefunktional des Positionsreglers zu einem quadratischen Programm zusammengeführt. Das unter Umständen notwendige Vermeiden der Positionsüberschwingung wird als eine weiche Begrenzung, jedoch mit großem Gewichtungsfaktor dem QP beigefügt. Dadurch wird das befürchtete Problem der Nicht-Lösbarkeit des quadratischen Programms bei vorhandenen Regelgrößenbeschränkungen umgangen. Im nächsten Schritt wird der aus der zustandsbasierten MPC bekannte Ansatz der Dimensionsverkleinerung eines QPs mittels Laguerre-Funktionen für GPC modifiziert und auf den GPC-Positionsregler angewendet. Die anschließenden Simulationsergebnisse zeigen jedoch, dass für den ausgewählten Antrieb bereits mit der minimalen QP-Dimension die bestmögliche Regelperformance erreicht wird. Damit werden die Experimentalergebnisse am Prüfstand ohne die Erweiterung mit

Laguerre-Funktionen durchgeführt. Die Experimentalergebnisse bestätigen die Vermutung, dass der GPC-Algorithmus eine deutlich bessere Regelperformance sowohl im Bezug auf das Führungsverhalten als auch auf das Störverhalten durch eine bessere und vorausschauende Ausschöpfung der Systemgrenzen aufweist.

Der zweite Teil der vorliegenden Arbeit widmet sich der Frage, ob die der MPC innewohnende Prädiktion der Systemgrößen als erwartetes Verhalten eines intakten Antriebs für eine Verbesserung der Fehlererkennung in diesem Antrieb genutzt werden kann. Es werden zwei zu untersuchende Fehlerarten definiert: ein Zwischenwindungskurzschluss und eine offene Phase. Die Auswirkungen beider Fehler auf den Antrieb werden diskutiert, wobei insbesondere auf den Zwischenwindungskurzschluss als einen komplexen und schwer zu detektierbaren Defekt eingegangen wird. Dafür wird ein mathematisches Modell des Zwischenwindungskurzschlusses entwickelt und daraus der erwartete Einfluss auf die Systemgrößen abgeleitet. Auf Basis dieser Erkenntnisse wird der Fehlererkennungsalgorithmus vorgestellt. Dieser berechnet im ersten Schritt das Residuum zwischen der Prädiktion und der Messung, wodurch die Fehlermerkmale vom Führungsverhalten der Maschine abgegrenzt werden. Anschließend wird das Residuum mittels einer aus dem Fehlereinfluss abgeleiteten Koordinatentransformation in einen direkten Fehlerindikator überführt.

Der Detektionsalgorithmus wird als eine Erweiterung des MPC-Algorithmus experimentell getestet, vorher findet jedoch ein entsprechender Umbau des Motorprüfstands mit einem Einbau des Fehlers statt. Da ein ein- und wieder ausschaltbarer Zwischenwindungskurzschluss in einer bereits vorhandenen Maschine kaum zu realisieren ist, wird eine einfache Strategie zu seiner Nachbildung vorgestellt und mathematisch analysiert. Es wird gezeigt, dass das mathematische Modell der Nachbildung vom Modell des echten Zwischenwindungskurzschlusses nur minimal abweicht und damit gleichwertig genutzt werden kann. Die abschließenden Experimentalergebnisse zeigen eine sehr gute Detektionsperformance sowohl im stationären Zustand als auch während des transienten Vorgangs mit einer kurzen Reaktionszeit von 300 ms.

Im dritten und letzten Teil der Arbeit wird schließlich auf die Problemstellung eingegangen, wie der Betrieb der Maschine nach einem erkannten Zwischenwindungskurzschluss oder einer offenen Phase sichergestellt werden kann. Dafür wird zunächst eine notwendige Hardwareerweiterung vorgestellt. Diese erlaubt im Fehlerfall, die ausgefallene Phase durch den angeschlossenen Neutralleiter zu ersetzen, wobei der Nullstrom in diesem Fall zur Wirkleistung beiträgt. Damit eignet sich jedoch der Ansatz der dq-Feldorientierung nicht mehr, sodass die Modellbeschreibung nunmehr in $\alpha\beta$ -Koordinaten über die Wirk- und Blindleistung stattfindet. Auf dieser Basis wird ein fehlertoleranter MPC-Algorithmus vorgestellt, welcher ohne eine Rekonfiguration oder Änderung der Reglerparameter beide Operationsmodi (fehlerfreier Fall und Fehlerfall) meistern soll. Um seine Regelperformance zu untersuchen, wird vorher der Motorprüfstand erweitert und die zur Fehlertoleranz notwendige Hardwareerweiterung implementiert. Die anschließenden Experimentalergebnisse zeigen nicht nur eine gute Performance im beiden Fällen, sondern auch einen glatten Übergang vom intakten Zustand zum Fehlerfall ohne einen in anderen Arbeiten beobachteten, kurzfristigen Drehmomenteinbruch.

Ausblick

Die vorliegende Dissertation ist ein Baustein in dem Gebäude der Erforschung modellbasierter prädiktiver Antriebsregelung und Fehlererkennung. Sie schließt das Thema keineswegs ab, sondern setzt vielmehr das Fundament für weitere Forschungsarbeiten.

So basiert die Erkennung eines Zwischenwindungskurzschlusses auf der Detektion der negativen Komponente im Stromraumzeiger. Diese entsteht durch die Unsymmetrie aufgrund des Kurzschlusses. Jedoch können auch andere Effekte eine plötzliche Unsymmetrie auslösen. Als Beispiel hat eine Änderung des Verstärkungsfaktors eines der drei Stromsensoren die gleiche Auswirkung, es entsteht eine negative Komponente. Dieses Problem betrifft die meisten, den Zwischenwindungskurzschluss erkennenden Detektionsalgorithmen. Entsprechend besteht eine der zukünftigen Forschungsfragen darin, wie zwischen den möglichen Ursachen für eine plötzliche Unsymmetrie unterschieden werden kann.

Nicht minder interessant ist die Frage, wie sich Parameteränderungen und auch mögliche Sättigungseffekte auf die Regel- und Detektionsperformance der MPC auswirken. MPC ist eine modellbasierte Strategie, sie ist auf eine korrekte Modellierung angewiesen. Andererseits kann sie, aufgrund der in die Prädiktion einfließender Messung der vergangenen Werte, Modellungenauigkeiten zu einem gewissen Grad tolerieren. An dieser Stelle und insbesondere in Hinblick auf die Fehlererkennung ist also noch Forschungsbedarf vorhanden.

Abschließend soll betont werden, dass sich die in dieser Arbeit vorgestellte modellbasierte prädiktive Strategie der Fehlererkennung und fehlertoleranter Regelung auf zwei verbreitete, und doch nicht ausschließliche Fehler begrenzt. Es gibt weitere relevante Fehler in der Maschine, aber auch in der Leistungselektronik und Sensorik, auf welche der Einsatz der MPC ausgeweitet werden kann. Auch dafür sind weitere Forschungsarbeiten nötig.

Abbildungsverzeichnis

2.1	Rotorbauformen der permanentmagneterregten Synchronmaschine	5
2.2	Dreiphasiges Ersatzschaltbild der PMSM	6
2.3	Definition des statorfesten und rotorfesten Koordinatensystems	6
2.4	Klassische feldorientierte Positionsregelung einer SPMSM	9
2.5	Schaltbild eines Zweistufenwechselrichters	10
2.6	Grundspannungsraumzeiger im statorfesten Koordinatensystem	11
5.1	Entkopplung der d- und q-Achse durch Störgrößenaufschaltung	24
5.2	Graphische Darstellung der vorhandenen Spannungsbeschränkung und ihrer polytopischen Approximation	25
5.3	Entwickelter Motorprüfstand	26
5.4	Einfluss des Prädiktions- und Stellgrößenhorizonts auf die Regelperformance von GPC als Stromregelung	28
5.5	Reaktion des Regelkreises (klassische FOC und GPC) auf eine sprungförmige Änderung des i_q^* von 0 A auf 0,5 A	29
5.6	Reaktion des Regelkreises (klassische FOC und GPC) auf eine sprungförmige Änderung des i_q^* von 0 A auf 2 A	30
5.7	Reaktion des Regelkreises (klassische FOC und GPC) auf eine sprungförmige Änderung des i_q^* von 0 A auf 5 A	31
6.1	Einfluss des Stellgrößenhorizonts N_c , Strombegrenzungshorizonts N_i sowie Winkelbegrenzungshorizonts N_θ auf die Regelperformance der Positionsregelung	39
6.2	Reaktion des Regelkreises (klassische FOC und GPC) auf eine sprungförmige Änderung von θ_m^* von 0 rad auf 5 rad	40
6.3	Reaktion des Regelkreises (klassische FOC und GPC) auf eine sprungförmige Änderung von θ_m^* von 0 rad auf 2 rad	42
6.4	Reaktion des Regelkreises (klassische FOC und GPC) auf eine sprungförmige Änderung von θ_m^* von 0 rad auf 0,5 rad	43
7.1	Mögliche Fehler in einer PMSM	45
8.1	Ersatzschaltbild einer Wicklung mit einem Zwischenwindungskurzschluss .	51
8.2	Ein symmetrisches Dreiphasensystem als Zeigerdiagramm	54
8.3	Ein unsymmetrisches Dreiphasensystem als Zeigerdiagramm	54

8.4	Zerlegung eines unsymmetrisches Dreiphasensystem in symmetrische Komponenten	55
8.5	Darstellung der Unsymmetrie im statorfesten Koordinatensystem	55
8.6	Simulationsergebnisse für die PMSM im stationären Zustand mit und ohne Zwischenwindungskurzschluss (von oben nach unten): Drehzahl, d-Strom, q-Strom, Frequenzspektrum des dq-Stromraumzeigers.	58
8.7	Simulationsergebnisse für die PMSM während eines transienten Vorgangs mit und ohne Zwischenwindungskurzschluss (von oben nach unten): Drehzahl, d-Strom, q-Strom, Frequenzspektrum des dq-Stromraumzeigers.	59
9.1	Frequenzspektrum des Residuumvektors während eines transienten Vorgangs für den fehlerfreien Fall sowie für den Fall eines Zwischenwindungskurzschlusses	61
9.2	Auswirkung einer kontinuierlichen Drehzahländerung auf das Frequenzspektrum des Residuumvektors im Fehlerfall	62
9.3	Simulative Auswertung der Amplitude und der Phasenlage des Residuumvektors für den Zwischenwindungskurzschluss in verschiedenen Phasen	63
9.4	Links die Darstellung eines echten Zwischenwindungskurzschlusses, rechts die Strategie zu seiner Nachbildung	64
9.5	Ersatzschaltbild der eingebrachten Windungen	65
9.6	Neu aufgebauter Motorprüfstand mit einem zuschaltbaren Zwischenwindungskurzschluss	67
9.7	Offener Stator mit eingebrachten Windungen	68
9.8	Schalter für den Zwischenwindungskurzschluss in jeder Phase	68
9.9	Residuumvektor in Polarkoordinaten in Abhängigkeit von der Drehzahl und der Phasenstromstärke	70
9.10	Untersuchung des transienten Verhaltens des Detektionsalgorithmus	72
10.1	Darstellung der offenen Phase am Beispiel der Phase A	76
10.2	Realisierbare Grundspannungsraumzeiger	76
10.3	Erweiterte Hardwaretopologie zur Erreichung der Fehlertoleranz im Bezug auf eine offene Phase (Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie)	77
10.4	Realisierbare Grundspannungsraumzeiger	78
10.5	Alternative Wechselrichter-Topologie mit einer zusätzlichen Halbbrücke zur Erreichung der Fehlertoleranz gegenüber einer offenen Phase	80
10.6	Gegeninduktionsspannungen in den Motorphasen sowie ihre resultierende Nullkomponente (auf 1 normierte Darstellung) im fehlerfreien Zustand und bei einer offenen Phase A	82
10.7	Erweiterung des Motorprüfstands	90
10.8	Rotorflussänderung als Funktion des Rotorwinkels im fehlerfreien Fall	91
10.9	Rotorflussänderung als Funktion des Rotorwinkels nach Ausfall der Phase A	91
10.10	Reaktion des Regelkreises auf eine sprungförmige Änderung des Solldrehmoments von 0 auf 0,4 Nm (Regelgrößen)	92

10.11	Reaktion des Regelkreises auf eine sprungförmige Änderung des Solldrehmoments von 0 auf 0,4 Nm (relevante Systemgrößen)	93
10.12	Reaktion des Regelkreises auf den Ausfall der Phase A bei $t = 19$ ms (Regelgrößen)	94
10.13	Reaktion des Regelkreises auf den Ausfall der Phase A bei $t = 19$ ms (relevante Systemgrößen)	95
10.14	Fluktuation des Zwischenkreis-Mittelpunktpotentials bei 300 U/min	96

Tabellenverzeichnis

2.1	Schaltzustände eines dreiphasigen Wechselrichters	11
5.1	Parameter des Motorprüfstands	27
9.1	Parameter des neuen Motorprüfstands	66
10.1	Schaltzustände des Wechselrichters bei offener Phase A	76
10.2	Schaltzustände der Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie im fehlerfreien Fall	77
10.3	Schaltzustände der Sternpunkt-zum-Zwischenkreis Topologie bei offener Phase A	78
10.4	Darstellung der aus den realisierbaren Schaltzuständen resultierenden Phasenspannungen im fehlerfreien Zustand	87
10.5	Parameter der Prüfstandserweiterung	89

Literaturverzeichnis

Eigene Publikationen

Konferenzpaper

- [Ki1] A. Kiselev und A. Kuznietsov, *Motor drive control of a full-electric vehicle using generalized predictive control algorithm*, IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC), Florenz, S. 1-5, Dezember 2014.
- [Ki2] A. Kiselev, A. Kuznietsov und R. Leidhold, *Multivariable generalized predictive control of a synchronous motor drive used in an electric vehicle*, IEEE International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE), Costa da Caparica, Portugal, S. 566-571, Juni 2015.
- [Ki3] A. Kiselev, A. Kuznietsov und R. Leidhold, *Position control of a permanent magnet synchronous motor using generalized predictive control algorithm*, IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Anacapri, S. 110-115, Juni 2016.
- [Ki4] A. Kiselev, A. Kuznietsov und R. Leidhold, *Model based online detection of inter-turn short circuit faults in PMSM drives under non-stationary conditions*, IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), Cadiz, S. 370-374, April 2017.
- [Ki5] A. Kiselev, A. Kuznietsov und R. Leidhold, *Performance investigation of generalized predictive position control for a PMSM in view of reference trajectory tracking*, IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Lyon, S. 481-485, Februar 2018.
- [Gu1] F. L. T. Guefack, A. Kiselev und A. Kuznietsov, *Improved Detection of Inter-turn Short Circuit Faults in PMSM Drives using Principal Component Analysis*, IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Amalfi, S. 154-159, Juni 2018.
- [Gu2] F. L. T. Guefack, A. Kiselev und A. Kuznietsov, *Analysis of Inter-turn Short Circuit Detectability in Electric Vehicles under real Operation Conditions*, IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road

Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC), Nottingham, S. 1-5, November 2018.

- [Ki6] A. Kiselev, G. Catuogno, A. Kuznietsov und R. Leidhold, *Finite Control Set MPC for Open-Phase Fault Tolerant Control of Synchronous Reluctance Motor*, IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Buenos Aires, S. 1077-1082, Februar 2020.

Journalpaper

- [Ki7] A. Kiselev, G. Catuogno, A. Kuznietsov und R. Leidhold, *Finite Control Set MPC for Open-Phase Fault Tolerant Control of PM Synchronous Motor Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 67, Nr. 6, S. 4444-4452, Juni 2020.

Fremdliteratur

- [1] C. R. Cutler, *Dynamic Controller*, Control, Putman Media, April 2003.
- [2] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, CRC Press, Taylor & Francis Group, 2010.
- [3] K. H. Nam, *AC Motor Control and Electric Vehicle Applications*, CRC Press, Taylor & Francis Group, 2010.
- [4] P. Kundur, *Power System Stability and Control*, McGraw-Hill, New York, 1993.
- [5] D. Schöder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009.
- [6] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann, *Applikationshandbuch Leistungselektronik*, ISLE Verlag, SEMIKRON International, 2015.
- [7] K. Zhou and D. Wang, *Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 49, Nr. 1, S. 186-196, Februar 2002.
- [8] E. F. Camacho, C. Bordons, *Model Predictive Control*, Springer Verlag London, 2007.
- [9] C. R. Cutler, B. C. Ramaker, *Dynamik Matrix Control - A Computer Control Algorithm*, Automatic Control Conference, San Francisco, 1980.
- [10] R. Rouhani, R. K. Mehra, *Model Algorithmic Control: Basic Theoretical Properties*, Automatica, Bd. 18, Nr. 4, S. 401-414, 1982.
- [11] J. A. Rossiter, *Model-Based Predictive Control: A Practical Approach*, CRC Press LLC, 2004.
- [12] L. Wang, *Model Predictive Control System Design and Implementation Using Matlab*, Springer Verlag London, 2009.

- [13] D. W. Clarke, C. Mohtadi, P. S. Tuffs, *Generalized Predictive Control - Part I. The Basic Algorithm*, Automatica, Bd. 23, Nr. 2, S. 137-148, 1987.
- [14] D. W. Clarke, C. Mohtadi, P. S. Tuffs, *Generalized Predictive Control - Part II. Extensions and Interpretations*, Automatica, Bd. 23, Nr. 2, S. 149-160, 1987.
- [15] J. M. Maciejowski, *Predictive Control with Constraints*, Pearson Education Limited, Harlow, 2002.
- [16] J. Nocedal, S. J. Wright, *Numerical Optimization*, Springer Science+Business Media, New York, 2006.
- [17] C. Hildreth, *A Quadratic Programming Procedure*, Naval Research Logistics Quarterly, S. 79-85, 1957.
- [18] A. Linder, *Modellbasierte Prädiktivregelung in der Antriebstechnik*, Dissertation, Bergische Universität Wuppertal, 2005.
- [19] S. Bolognani, S. Bolognani, L. Peretti, M. Zigliotto, *Design and Implementation of Model Predictive Control for Electrical Motor Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 56, Nr. 6, S. 1925-1936, Juni 2009.
- [20] A. Bemporad, M. Morari, V. Dua, E. N. Pistikopoulos, *The explicit solution of model predictive control via multiparametric quadratic programming*, IEEE American Control Conference, Chicago, USA, S. 872-876, Juni 2000.
- [21] G. Cimini, D. Bernardini, A. Bemporad, S. Levijoki, *Online model predictive torque control for Permanent Magnet Synchronous Motors*, IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Seville, S. 2308-2313, März 2015.
- [22] S. Carpiuc, C. Lazar, *Fast Real-Time Constrained Predictive Current Control in Permanent Magnet Synchronous Machine-Based Automotive Traction Drives*, IEEE Transactions on Transportation Electrification, Bd. 1, Nr. 4, S. 326-335, Dezember 2015.
- [23] M. Leuer, *Modellprädiktive Regelung permanent erregter Synchronmotoren im Antriebsstrang von Automobilen*, Dissertation, Universität Paderborn, 2014.
- [24] S. Chai, L. Wang, E. Rogers, *Model Predictive Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor*, IEEE Industrial Electronics Society Conference (IECON), Melbourne, S. 1928-1933, November 2011.
- [25] A. Darba, F. De Belie, P. D'haese, J. A. Melkebeek, *Improved Dynamic Behavior in BLDC Drives Using Model Predictive Speed and Current Control*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 63, Nr. 2, S. 728-740, Februar 2016.
- [26] S. Bolognani, R. Kennel, S. Kuehl, G. Paccagnella, *Speed and current Model Predictive Control of an IPM synchronous motor drive*, IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), Niagara Falls, Kanada, S. 1597-1602, Mai 2011.

- [27] S. Chai, L. Wang, E. Rogers, *A Cascade MPC Control Structure for a PMSM With Speed Ripple Minimization*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 60, Nr. 8, S. 2978-2987, August 2013.
- [28] M. Preindl, S. Bolognani, C. Danielson, *Model Predictive Torque Control with PWM using fast gradient method*, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, USA, S. 2590-2597, März 2013.
- [29] P. Alkorta, O. Barambones, J. A. Cortajarena, A. Zubizarreta, *Efficient Multivariable Generalized Predictive Control for Sensorless Induction Motor Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 61, Nr. 9, S. 5126-5134, September 2014.
- [30] Z. Mynar, L. Vesely, P. Vaclavek, *PMSM Model Predictive Control With Field-Weakening Implementation*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 63, Nr. 8, S. 5156-5166, August 2016.
- [31] K. Belda, D. Vošmik, *Explicit Generalized Predictive Control of Speed and Position of PMSM Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 63, Nr. 6, S. 3889-3896, Juni 2016.
- [32] L. Wang, *Discrete Time Model Predictive Control Design using Laguerre Functions*, American Control Conference, Arlington, USA, S. 2430-2435, 2001.
- [33] Y. W. Lee, *Statistical theory of communication*, John Wiley & Sons, New York, 1960.
- [34] G. Zitzewitz, *Zuverlässigkeitsuntersuchung von permanenterregten Synchronmaschinen*, TU München, 2016.
- [35] S. S. Moosavi, *Analysis and diagnosis of faults in the PMSM drivetrains for series hybrid electrical vehicles (SHEVs)*, Universite de Technologie de Belfort-Montbeliard, 2013.
- [36] F. Meinguet, *Fault-tolerant permanent-magnet synchronous machine drives*, LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, Saarbrücken, 2012.
- [37] A. Gandhi, T. Corrigan, L. Parsa, *Recent Advances in Modeling and Online Detection of Stator Interturn Faults in Electrical Motors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 58, Nr. 5, S. 1564 - 1575, Mai 2011.
- [38] J. R. Riba Ruiz, J. A. Rosero, A. Garcia Espinosa and L. Romeral, *Detection of Demagnetization Faults in Permanent-Magnet Synchronous Motors Under Nonstationary Conditions*, IEEE Transactions on Magnetics, Bd. 45, Nr. 7, S. 2961-2969, Juli 2009.
- [39] J. Faiz, V. Ghorbanian, G. Joksimovic, *Fault Diagnosis of Induction Motors*, The Institution of Engineering and Technology, London, 2017.
- [40] B. M. Ebrahimi, J. Faiz und M. J. Roshtkhari, *Static-, Dynamic-, and Mixed-Eccentricity Fault Diagnoses in Permanent-Magnet Synchronous Motors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 56, Nr. 11, S. 4727-4739, November 2009.

- [41] A. J. Marques Cardoso, S. M. A. Cruz and D. S. B. Fonseca, *Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector approach*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Bd. 14, Nr. 3, S. 595-598, September. 1999.
- [42] A. Paz Parra, M. C. Amaya Enciso, J. Olaya Ochoa und J. A. Palacios Peñaranda, *Stator fault diagnosis on squirrel cage induction motors by ESA and EPVA*, Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA), Bogota, S. 1-6, Juli 2013.
- [43] M. Eftekhari, M. Moallem, S. Sadri und M. Hsieh, *Online Detection of Induction Motor's Stator Winding Short-Circuit Faults*, IEEE Systems Journal, Bd. 8, Nr. 4, S. 1272-1282, Dezember 2014.
- [44] J. Hang, S. Ding, J. Zhang, M. Cheng, W. Chen und Q. Wang, *Detection of Interturn Short-Circuit Fault for PMSM With Simple Fault Indicator*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Bd. 31, Nr. 4, S. 1697-1699, Dezember 2016.
- [45] E. Solodkiy, D. Dadenkov, S. Salmikov, *Detection Of Stator Inter-turn Short Circuit In Three-Phase Induction Motor Using Current Coordinate Transformation*, International Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives (IWED), Moskau, S. 1-4, Februar 2019.
- [46] K. H. Kim, *Simple Online Fault Detecting Scheme for Short-Circuited Turn in a PMSM Through Current Harmonic Monitoring*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 58, Nr. 6, S. 2565-2568, Juni 2011.
- [47] J. Urresty, J. Riba und L. Romeral, *Diagnosis of Interturn Faults in PMSMs Operating Under Nonstationary Conditions by Applying Order Tracking Filtering*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 28, Nr. 1, S. 507-515, Januar 2013.
- [48] C. Wang, X. Liu und Z. Chen, *Incipient Stator Insulation Fault Detection of Permanent Magnet Synchronous Wind Generators Based on Hilbert-Huang Transformation*, IEEE Transactions on Magnetics, Bd. 50, Nr. 11, S. 1-4, November 2014.
- [49] B. Wang, J. Wang, A. Griffo und B. Sen, *Stator Turn Fault Detection by Second Harmonic in Instantaneous Power for a Triple-Redundant Fault-Tolerant PM Drive*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 65, Nr. 9, S. 7279-7289, September 2018.
- [50] J. Hang, J. Zhang, M. Xia, S. Ding und W. Hua, *Inter-turn Fault Diagnosis for Model-Predictive-Controlled-PMSM Based on Cost Function and Wavelet Transform*, IEEE Transactions on Power Electronics, November 2019.
- [51] J. Urresty, J. Riba und L. Romeral, *Application of the zero-sequence voltage component to detect stator winding inter-turn faults in PMSMs*, Electric Power Systems Research, Bd. 89, S. 38-44, August 2012.

- [52] J. Fang, Y. Sun, Y. Wang, B. Wei und J. Hang, *Improved ZSVC-based fault detection technique for incipient stage inter-turn fault in PMSM*, IET Electric Power Applications, Bd. 13, Nr. 12, S. 2015-2026, Dezember 2019.
- [53] T. Boileau, N. Leboeuf, B. Nahid-Mobarakeh und F. Meibody-Tabar, *Synchronous Demodulation of Control Voltages for Stator Interturn Fault Detection in PMSM*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 28, Nr. 12, S. 5647-5654, Dezember 2013.
- [54] N. H. Obeid, T. Boileau und B. Nahid-Mobarakeh, *Modeling and Diagnostic of Incipient Interturn Faults for a Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor*, IEEE Transactions on Industry Applications, Bd. 52, Nr. 5, S. 4426-4434, Oktober 2016.
- [55] M. Zafarani, E. Bostanci, Y. Qi, T. Goktas und B. Akin, *Interturn Short-Circuit Faults in Permanent Magnet Synchronous Machines: An Extended Review and Comprehensive Analysis*, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Bd. 6, Nr. 4, S. 2173-2191, Dezember 2018.
- [56] Y. Nyanteh, C. Edrington, S. Srivastava und D. Cartes, *Application of Artificial Intelligence to Real-Time Fault Detection in Permanent-Magnet Synchronous Machines*, IEEE Transactions on Industry Applications, Bd. 49, Nr. 3, S. 1205-1214, Juni 2013.
- [57] O. Ondel, E. Boutleux und G. Clerc, *Diagnosis by pattern recognition for PMSM used in more electric aircraft*, Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC, S. 3452-3458, November 2011.
- [58] P. J. Broniera, W. S. Gongora, A. Goedel und W. F. Godoy, *Diagnosis of stator winding inter-turn short circuit in three-phase induction motors by using artificial neural networks*, IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), Valencia, , S. 281-287, August 2013.
- [59] T. Shen, A. Kilic, C. Thulfaut und H. Reuss, *An Intelligent Diagnostic Method for Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM) in the Electric Drive of Autonomous Vehicles*, European Conference on Power Electronics and Applications, Genua, Italien, S. 1-10, September 2019.
- [60] B. Vaseghi, B. Nahid-mobarakh, N. Takorabet und F. Meibody-Tabar, *Inductance Identification and Study of PM Motor With Winding Turn Short Circuit Fault*, IEEE Transactions on Magnetics, Bd. 47, Nr. 5, S. 978-981, Mai 2011.
- [61] R. Z. Haddad und E. G. Strangas, *Detection of static eccentricity and turn-to-turn short circuit faults in permanent magnet synchronous AC machines*, IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Guarda, Portugal, S. 277-283, September 2015.
- [62] J. Park, C. Jeong, S. Lee und J. Hur, *Early Detection Technique for Stator Winding Inter-Turn Fault in BLDC Motor Using Input Impedance*, IEEE Transactions on Industry Applications, Bd. 51, Nr. 1, S. 240-247, Januar 2015.

- [63] M. Coppola, P. Guerriero und I. Spina, *Fault detection via on-line parameter estimation for a strong variable parameters PM brushless machine*, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Anacapri, S. 365-370, Juni 2016.
- [64] L. Belguerras, J. Arellano-Padilla, P. Arumugam, T. Hamiti, S. Mezani und C. Gerada, *Non-linear circuit based model of permanent magnet synchronous machine under inter-turn fault: a simple approach based on healthy machine data*, IET Electric Power Applications, Bd. 10, Nr. 6, S. 560-570, Juli 2016.
- [65] H. Abdallah und K. Benatman, *Stator winding inter-turn short-circuit detection in induction motors by parameter identification*, IET Electric Power Applications, Bd. 11, Nr. 2, S. 272-288, März 2017.
- [66] S. Moon, H. Jeong, H. Lee und S. W. Kim, *Interturn Short Fault Diagnosis in a PMSM by Voltage and Current Residual Analysis With the Faulty Winding Model*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Bd. 33, Nr. 1, S. 190-198, März 2018.
- [67] B. Aubert, J. Regnier, S. Caux, D. Alejo, *Kalman-Filter-Based Indicator for Online Interturn Short Circuits Detection in Permanent-Magnet Synchronous Generators*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 62, Nr. 3, S. 1921-1930, März 2015.
- [68] A. Sarikhani und O. A. Mohammed, *Inter-Turn Fault Detection in PM Synchronous Machines by Physics-Based Back Electromotive Force Estimation*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 60, Nr. 8, S. 3472-3484, August 2013.
- [69] B. Du, S. Wu, S. Han und S. Cui, *Interturn Fault Diagnosis Strategy for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor of Electric Vehicles Based on Digital Signal Processor*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 63, Nr. 3, S. 1694-1706, März 2016.
- [70] M. A. Mazzeletti, G. R. Bossio, C. H. De Angelo und D. R. Espinoza-Trejo, *A Model-Based Strategy for Interturn Short-Circuit Fault Diagnosis in PMSM*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 64, Nr. 9, S. 7218-7228, September 2017.
- [71] C. L. Fortescue, *Method of Symmetrical Co-Ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks*, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Bd. XXXVII, Nr. 2, S. 1027-1140, Juli 1918.
- [72] Z. Gao, L. Turner, R. S. Colby und B. Leprettre, *A Frequency Demodulation Approach to Induction Motor Speed Detection*, IEEE Transactions on Industry Applications, Bd. 47, Nr. 4, S. 1632-1642, Juli 2011.
- [73] E. Clarke, *Circuit Analysis of A-C Power Systems*, John Wiley & Sons, New York, 1941.
- [74] D. V. Progovac, *Parameter Identification And Fault Detection For Reliable Control Of Permanent Magnet Motors*, Dissertation, Wayne State University, 2014.

- [75] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, S. E. Schulz, *Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 19, Nr. 4, S. 1108-1116, Juli 2004.
- [76] M. Preindl, S. Bolognani, *Model Predictive Direct Torque Control With Finite Control Set for PMSM Drive Systems, Part 1: Maximum Torque Per Ampere Operation*, IEEE Transactions on Industrial Informatics, Bd. 9, Nr. 4, S. 1912-1921, November 2013.
- [77] M. Preindl, S. Bolognani, *Model Predictive Direct Torque Control With Finite Control Set for PMSM Drive Systems, Part 2: Field Weakening Operation*, IEEE Transactions on Industrial Informatics, Bd. 9, Nr. 2, S. 648-657, Mai 2013.
- [78] T. Geyer, G. Papafotiou, M. Morari, *Model Predictive Direct Torque Control - Part I: Concept, Algorithm, and Analysis*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 56, Nr. 6, S. 1894-1905, Juni 2009.
- [79] G. Papafotiou, J. Kley, K. G. Papadopoulos, P. Böhren, M. Morari, *Model Predictive Direct Torque Control - Part II: Implementation and Experimental Evaluation*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 56, Nr. 6, S. 1906-1915, Juni 2009.
- [80] A. Montazeri, G. Griepentrog, *Explicit Consideration of Inverter Losses in the Cost Function for Finite Control Set Model Predictive Control of Induction Machine, Experimental Results*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vancouver, Kanada, S. 521-526, Juni 2019.
- [81] S. A. Davari, D. A. Khaburi, R. Kennel, *An Improved FCS-MPC Algorithm for an Induction Motor With an Imposed Optimized Weighting Factor*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 27, Nr. 3, S. 1540-1551, März 2012.
- [82] W. Xie, X. Wang, F. Wang, W. Xu, R. Kennel, D. Gerling, R. D. Lorenz, *Finite-Control-Set Model Predictive Torque Control With a Deadbeat Solution for PMSM Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 62, Nr. 9, S. 5402-5410, September 2015.
- [83] J. Rodriguez, P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, John Wiley & Sons, Chichester, 2012.
- [84] Y. Zhang, H. Yang, *Model Predictive Torque Control of Induction Motor Drives With Optimal Duty Cycle Control*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 29, Nr. 12, S. 6593-6603, Dezember 2014.
- [85] Z. Ma, S. Saeidi, R. Kennel, *FPGA Implementation of Model Predictive Control With Constant Switching Frequency for PMSM Drives*, IEEE Transactions on Industrial Informatics, Bd. 10, Nr. 4, S. 2055-2063, November 2014.
- [86] W. Xie, X. Wang, F. Wang, W. Xu, R. Kennel, D. Gerling, *Dynamic Loss Minimization of Finite Control Set-Model Predictive Torque Control for Electric Drive System*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 31, Nr. 1, S. 849-860, Januar 2016.

- [87] M. Siami, D. A. Khaburi, A. Abbaszadeh, J. Rodriguez, *Robustness Improvement of Predictive Current Control Using Prediction Error Correction for Permanent-Magnet Synchronous Machines*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 63, Nr. 6, S. 3458-3466, Juni 2016.
- [88] A. Mora, A. Orellana, J. Juliet, R. Cárdenas, *Model Predictive Torque Control for Torque Ripple Compensation in Variable-Speed PMSMs*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 63, Nr. 7, S. 4584-4592, Juli 2016.
- [89] L. Rovere, A. Formentini, A. Gaeta, P. Zanchetta, M. Marchesoni, *Sensorless Finite-Control Set Model Predictive Control for IPMSM Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 63, Nr. 9, S. 5921-5931, September 2016.
- [90] T. Wang, C. Liu, G. Lei, Y. Guo, J. Zhu, *Model predictive direct torque control of permanent magnet synchronous motors with extended set of voltage space vectors*, IET Electric Power Applications, Bd. 11, Nr. 8, S. 1376-1382, September 2017.
- [91] A. Montazeri, G. Griepentrog, *New Approach for Optimizing Inverter Losses in Finite Control Set Model Predictive Control of Induction Machine, Experimental Evaluation*, 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Lissabon, Portugal, S. 4001-4006, Oktober 2019.
- [92] K. D. Hoang, Z. Q. Zhu, M. Foster, D. A. Stone, *Comparative study of current vector control performance of alternate fault tolerant inverter topologies for three-phase PM brushless ac machine with one phase open - circuit fault*, IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, Brighton, UK, S. 1-6, April 2010.
- [93] K. D. Hoang, Z. Zhu and M. Foster, *Direct torque control of permanent magnet brushless AC drive with single-phase open-circuit fault accounting for influence of inverter voltage drop*, IET Electric Power Applications, Bd. 7, Nr. 5, S. 369-380, Mai 2013.
- [94] A. Gaeta, G. Scelba, A. Consoli, *Modeling and Control of Three-Phase PMSMs Under Open-Phase Fault*, IEEE Transactions on Industry Applications, Bd. 49, Nr. 1, S. 74-83, Januar 2013.
- [95] G. Scarcella, G. Scelba, M. Pulvirenti, R. D. Lorenz, *Fault-Tolerant Capability of Deadbeat-Direct Torque and Flux Control for Three-Phase PMSM Drives*, IEEE Transactions on Industry Applications, Bd. 53, Nr. 6, S. 5496-5508, November 2017.
- [96] W. Wang, J. Zhang and M. Cheng, *Common Model Predictive Control for Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives Considering Single-Phase Open-Circuit Fault*, IEEE Transactions on Power Electronics, Bd. 32, Nr. 7, S. 5862-5872, Juli 2017.
- [97] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2017.

- [98] G. R. Catuogno, D. G. Forchetti, R. Leidhold, G. O. Garcia, *Power Flow Maximization in Permanent-Magnet Generators*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Bd. 61, Nr. 12, S. 6566-6573, Dezember 2014.
- [99] Y. Zhang, J. Zhu, W. Xu, *Predictive torque control of permanent magnet synchronous motor drive with reduced switching frequency*, IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems, Incheon, Südkorea, S. 798-803, Oktober 2010.