

Simon Decker

Modellbildung und Parameteridentifikation
von permanentmagneterregten Synchronmaschinen
kleiner Leistung in Dreieckschaltung



Modellbildung und Parameteridentifikation von permanentmagneterregten Synchronmaschinen kleiner Leistung in Dreieckschaltung

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der KIT-Fakultät für

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

DISSERTATION

von

M.Sc. Simon Hubertus Decker
geb. in: Oberkirch

Tag der mündlichen Prüfung:

13. Dezember 2021

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Michael Braun

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Jörg Roth-Stielow
(Universität Stuttgart)

Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
Elektrotechnisches Institut (ETI)

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation von M.Sc. Simon Hubertus Decker, geb. in: Oberkirch

Tag der mündlichen Prüfung: 13. Dezember 2021
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Michael Braun
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Jörg Roth-Stielow
(Universität Stuttgart)



This document - excluding figure 4.1 - is licensed under a Creative Commons Attribution-ShareAlike 4.0 International License (CC BY-SA 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>

DOI: 10.5445/IR/1000141384

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT).

Im Rahmen eines Projektes mit der Schaeffler Technologies AG & Co. KG und der Unterstützung des Kooperationsbüros SHARE am KIT konnte ich mich umfassend mit permanentmagneterregten Synchronmaschinen (PMSM) kleiner Leistung in Stern- und Dreieckschaltung beschäftigen. Bei der Untersuchung moderner, von den Traktionsantrieben abgeleiteter Regelungsverfahren für PMSM kleiner Leistung, zeigte sich, dass eine präzise Modellbildung mit der zugehörigen Parameteridentifikation für PMSM in Dreieckschaltung nicht weit verbreitet und in weiten Teilen noch unvollständig ist.

Diese Lücke soll in dieser Arbeit geschlossen werden und die detaillierte Betrachtung der Modellbildung und Parameteridentifikation von PMSM in Dreieckschaltung, auch im Vergleich zu der bekannten Sternschaltung, wurde zum Kernthema meines Forschungsprojektes.

Die Idee zur Erweiterung der modellbasierten Regelungen um die in dieser Arbeit hergeleiteten Zusammenhänge entstand unter anderem bei meiner Tätigkeit als Übungsleiter zur Vorlesung „Regelung elektrischer Antriebe“. Hier gaben die Rückfragen einiger Studenten bezüglich der Vorteile und der Anwendung der gezeigten Modellbildung den Impuls eine Regelungsstruktur zu implementieren, welche die Drehmomentwelligkeit der PMSM glättet. Zur praktischen Veranschaulichung wird die vorgestellte Regelung daher in dieser Arbeit auch an einem möglichen Anwendungsbeispiel diskutiert.

Nur dank der Unterstützung vieler konnte ich dieses Forschungsprojekt erfolgreich abschließen. Ein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Braun für die Betreuung der Arbeit sowie das entgegengebrachte Vertrauen. Herrn Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller danke ich für die fachliche und organisatorische Unterstützung. Dem Korreferenten Prof. Dr.-Ing. Jörg Roth-Stielow danke ich für das

Interesse an der Arbeit und die Begutachtung. Ferner möchte ich mich für die Freiheiten während meiner Arbeit am ETI bedanken, welche es mir ermöglichten, weitere spannende Projekte im Bereich der Echtzeit-Signalverarbeitung und der Pedelegs zu bearbeiten.

Bedanken möchte ich mich weiterhin bei Tobias Gemaßmer, der zu Beginn meines Studiums als Übungsleiter mein Interesse für die elektrischen Maschinen weckte und mich somit für die Arbeit am ETI begeisterte. Auch meinem Masterarbeitsbetreuer und späteren Kollegen Jan Richter möchte ich danken, ohne ihn wäre ich heute nicht in dieser Position. Ebenfalls bedanken möchte ich mich bei den Kollegen aus der Werkstatt des ETIs, welche maßgeblich zum Gelingen des experimentellen Teils der Arbeit beigetragen haben. Darüber hinaus gilt mein Dank der gesamten Assistentenschaft des ETIs für die Anregungen, konstruktiven Diskussionen und den gemeinsamen Zusammenhalt, auch weit über den beruflichen Kontext hinaus. Besonders erwähnen möchte ich meine Kollegen Christoph Rollbühler, Matthias Brodatzki und Andreas Liske. Ohne die zahlreichen Diskussionen, gemeinsam betreuten studentischen Arbeiten und Veröffentlichungen würde diese Arbeit nicht in diesem Umfang existieren. Auch Johannes Kolb vom SHARE am KIT möchte ich danken für die fachliche Begleitung durch das gemeinsame Projekt. Allen Studenten, welche im Rahmen meiner Arbeit am ETI ihre Abschlussarbeit angefertigt haben, gebührt ebenfalls großer Dank für ihre Unterstützung. Besonders freut mich, dass ich mit Johannes Stoß, Felix Rehm, Michael Schmitt, Benedikt Schmitz-Rode und Benjamin Bachowsky ehemalige betreute Studenten im Kollegenkreis begrüßen darf und ein Teil meiner Arbeit in Folgeprojekten fortgeführt werden kann. Zuletzt möchte ich mich bei meinen Eltern, meinem Bruder und Tabea bedanken. Eure Unterstützung, Motivation und Ablenkung war und ist von unschätzbarem Wert für mich.

Simon Decker

Karlsruhe, im Dezember 2021

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	i
1 Einleitung	1
2 Modellbildung	11
2.1 Permanentmagneterregte Synchronmaschinen	12
2.1.1 Dreiphasige Systemgleichung	14
2.1.2 Physikalische Eigenschaften	17
2.1.3 Transformierte Systemgleichung	26
2.1.4 Mechanische Systemgleichung	44
2.2 Stromrichter	45
2.2.1 Aufbau	45
2.2.2 Funktionsweise und Modulation	46
3 Parameteridentifikation	49
3.1 Gleichstrommessung	52
3.1.1 Statorwiderstand	53
3.1.2 Zuleitungswiderstand	55
3.2 Identifikation am drehzahleregelten Prüfstand	56
3.2.1 dq-Flussverkettungen	60
3.2.2 Nullflussverkettung	70
4 Prüfling	77
4.1 Anforderungen	77
4.2 Analytische Berechnungen	80
4.3 Numerische Berechnungen	82
4.4 Wicklungskonfiguration und Messung	87
4.5 Fertigung und Aufbau	90

5 Prüfstand	93
5.1 Mechanischer Aufbau	93
5.2 Leistungselektronik	95
5.3 Signalverarbeitung	96
5.3.1 Mikroprozessoren	98
5.3.2 Peripherie	99
5.4 Messwerterfassung	101
6 Regelung	105
6.1 Winkelabhängige Stromsollwert-Tabellen	108
6.2 Prädiktive Stromregelung	114
7 Ergebnisse	127
7.1 Parameteridentifikation	127
7.1.1 Widerstände	128
7.1.2 Flussverkettungen	130
7.2 Drehmomente	146
7.2.1 Dreieckschaltung	146
7.2.2 Sternschaltung	150
7.3 Regelung	153
8 Zusammenfassung	159
A Anhang	163
A.1 Induktivitätskennfelder	163
Symbolverzeichnis	165
Abbildungsverzeichnis	171
Tabellenverzeichnis	177
Literaturverzeichnis	179

1

Einleitung

Laut einer im Jahre 2011 veröffentlichten Studie [1] machen elektrische Antriebe im Leistungsbereich kleiner 750 W knapp 90 % der gesamten elektrischen Antriebe aus; die Tendenz ist steigend. Diese elektrischen Antriebe umfassen Gegenstände unseres täglichen Gebrauchs, wie elektrische Zahnbürsten, Haushaltsgeräte oder auch elektrische Handgeräte wie Akkuschauber. Selbst im Bereich der Mobilität sind diese kleinen Antriebe heutzutage vielseitig im Einsatz. Konventionelle Automobile wären ohne Servolenkung und Getriebe-Aktoren nur schwer fahrbar, aktuelle Entwicklungen wie elektrifizierte Fahrräder wären antriebslos.

Im Bereich der Antriebe bis 1 kW hat sich in den letzten Jahren die permanentmagneterregte dreiphasige Drehstrom-Synchronmaschine gegenüber der etablierten Gleichstrommaschine sukzessive durchgesetzt. Das Grundprinzip der dreiphasigen Drehstrom-Synchronmaschine wurde bereits gegen Ende des 19. Jahrhunderts unter anderem von Friedrich August Haselwander (Offenburg / Baden) entwickelt [2, 3] und seither immer weiter verbessert. Das Wirkprinzip ist bis heute unverändert: ein dreiphasiger Wechselstrom erzeugt im mit einer Drehstromwicklung ausgestatteten Stator ein rotierendes Magnetfeld, welchem ein magnetischer Rotor folgt.

Die Vorteile der permanentmagneterregten Synchronmaschine PMSM gegenüber der Gleichstrommaschine oder der elektrisch erregten Synchronmaschine überwiegen den Nachteil ihrer höheren Materialkosten. Die Vorteile der Permanentmagneterregung im Rotor liegen in dem einfachen, robusten und wartungsarmen Aufbau ohne Schleifringe und der kompakten Bauform. Da-

mit sind hohe Leistungsdichten möglich, die in modernen Antrieben gefordert sind. Die höheren Kosten werden im Wesentlichen von den Kosten der Selten-Erd-Materialien für die Permanentmagnete bestimmt.

Zunächst wurden die sogenannten „bürstenlosen Gleichstromantriebe“ (BLDC¹) als vereinfachte permanentmagnetenerregte Synchronmaschinen als Ersatz für die Gleichstrommaschine eingeführt. Für die Ansteuerung dieser BLDC Antriebe werden die Wicklungen des dreiphasig ausgeführten Stators mit dreiphasigem um 120° verschobenem blockförmigem Wechselstrom bestromt. Die Umschaltung der Ströme erfolgt mit Transistoren äquivalent zu der Kommutierung der Gleichstrommaschine, wenn sich der Rotor in der Pollücke befindet. Die Detektion der Rotorlage und damit des Umschaltzeitpunkts erfolgt mittels Hall-Sensoren. Trotz dieser einfachen und kostengünstigen Ansteuerung weisen die BLDC Antriebe Vorteile im dynamischen Betriebsverhalten verglichen mit den Gleichstrommaschinen auf. Die einfache Ansteuerung führt jedoch auch zu ungewollten Eigenschaften wie einer höheren Drehmomentwelligkeit im Vergleich zu den bekannten Servo- oder Traktionsantrieben.

Um die steigenden Anforderungen an das Betriebsverhalten von Antrieben kleiner Leistung, wie eine höhere Dynamik, weniger Verluste und geringere Drehmomentwelligkeit [4, S.664 ff.] zu erfüllen, wurden die „bürstenlosen Wechselstromantriebe“ (BLAC²) eingeführt. Diese Antriebe besitzen einen ähnlichen Aufbau wie BLDC Antriebe, werden allerdings nicht mit blockförmigem Gleichstrom, sondern mit dreiphasigem um 120° verschobenem sinusförmigem Wechselstrom bestromt. Bei beiden Maschinentypen, BLDC und BLAC, handelt es sich um permanentmagnetenerregte Synchronmaschinen, welche auch in größeren Antriebssystemen, wie in Servo- oder Traktionsanwendungen, zum Einsatz kommen. Aufgrund der großen Stückzahlen von BLDC und BLAC Antrieben unterliegt deren Herstellung einem hohen Kostendruck. Dies erfordert den Einsatz günstiger Materialien und oftmals größerer Toleranzen in der Genauigkeit der Fertigung. Die eingesetzten Fertigungstechnologien haben einen erheblichen Einfluss auf das Betriebsverhalten der Maschinen.

Die Fertigung der Statorwicklungen für Servo- oder Traktionsantriebe findet meist von Hand oder in teilautomatisierten Prozessen statt. Hierfür werden die verteilten Wicklungen in einen bereits fertig montierten Stator eingezogen. Im Gegensatz dazu werden bei der Fertigung des Stators der BLDC und BLAC Antriebe die Spulenkörper in der Regel in einem vollautomatisierten Prozess bewickelt. Mehrere sogenannte Einzelzähne werden in einem späteren Ferti-

¹BLDC: Brushless DC (Direct Current)

²BLAC: Brushless AC (Alternating Current)

gungsschritt zu einem vollständigen Stator zusammengefasst. Diese Art der Wicklung wird als konzentrierte Wicklung oder auch als Zahnpulsenwicklung bezeichnet und kann einfach und günstig in hohen Stückzahlen gefertigt werden. Als Folge dieser Fertigungsart weisen die Antriebe gefertigt mit Zahnpulsenwicklungen einen höheren Oberwellengehalt auf als vergleichbare Antriebe gefertigt mit verteilten Wicklungen. Diese räumlichen Oberwellen sind geometriebedingt und entstehen durch die Zonen und Nuten der elektrischen Maschine. Die Besonderheiten von konzentrierten Wicklungen werden in der Literatur beispielsweise in [4, S.708 ff.] ausführlich beschrieben.

Eine weitere fertigungstechnische Besonderheit stellt die Dreieckschaltung der Wicklungen beziehungsweise der Stränge dar. In Abb. 1.1 sind sowohl die Sternschaltung als auch die Dreieckschaltung skizziert. Aufgrund negativer parasitärer Effekte, wie beispielsweise des Nullstroms, ist die Dreieckschaltung bei PMSM größerer Leistung nicht üblich. Bei den in dieser Arbeit untersuchten Antrieben kleiner Leistung wird diese Schaltungsart jedoch bevorzugt und ermöglicht eine einfache, kompakte und kostengünstige Fertigung. Die Dreieckschaltung der Wicklungen kann ohne zusätzlichen Prozessschritt integriert werden, da keine Sternpunktverbindung benötigt wird [5, 87 f.]. So können beispielsweise die Einzelzähne als zusammenhängende Polkette vollautomatisch gefertigt werden.

Bei der Sternschaltung der Wicklungen ist durch den nicht angeschlossenen Sternpunkt ein Nullstrom und somit ein parasitäres Drehmoment prinzipbedingt nicht möglich. Die messbare Spannung am Sternpunkt wird als Nullspannung bezeichnet und entspricht der in Abb. 1.1 (b) eingezeichneten Spannung u_0 .

Eine Besonderheit bei der Dreieckschaltung ist die sich ausprägende Nullkomponente im Strom i_0 . Der Strom i_0 , auch als Nullstrom bezeichnet, wird ermittelt aus der Summe der Strangströme. Diese sind in Abb. 1.1 (a) eingezeichnet. Der Strom bildet ein Gleichtaktsystem und ist aufgrund des zweiten Kirchhoffschen Gesetzes von außen nicht messbar und beeinflussbar. Die Summe der Spannungsanteile aufgrund des Nullstroms der Masche der drei Wicklungen summiert sich dabei zu Null. Ursache für den Nullstrom ist die Flussverketzung ψ_0 . Diese entsteht durch Nichtlinearitäten und die nicht ideale Überlagerung der Flussverketzungen der drei bestromten Wicklungen. Der Strom i_0 der Dreieckschaltung wechselwirkt mit der Flussverketzung ψ_0 und kann parasitäre Drehmomentwelligkeiten erzeugen, welche das Betriebsverhalten der PMSM beeinflussen [4, 686 f.].

Somit können PMSM in Sternschaltung und Dreieckschaltung nicht gemeinsam beschrieben werden und unterscheiden sich hinsichtlich ihres Betriebsverhaltens.

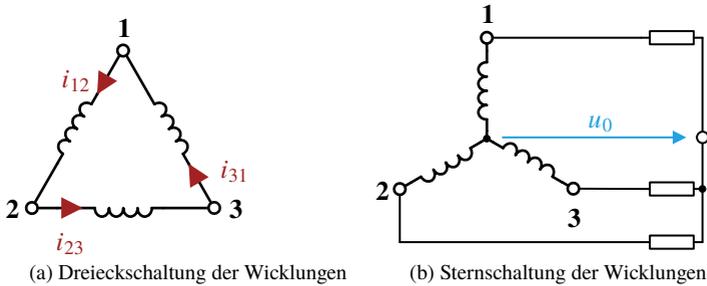


Abbildung 1.1: Ersatzschaltbild in (a) Dreieckschaltung mit dem Nullstrom $i_0 = \frac{1}{3} (i_{12} + i_{23} + i_{31})$ und (b) Sternschaltung mit der Nullspannung u_0 .

Der gestiegene Anspruch an das dynamische und stationäre Betriebsverhalten der PMSM erfordert moderne Regelungsstrategien, welche die Einflüsse der konzentrierten Wicklungen und der Schaltungsart berücksichtigen. Modellbasierte Regelungsstrategien, die Oberwellen aufgrund konzentrierter Wicklungen sowie Geometrie- und Betriebspunktabhängigkeiten berücksichtigen, wurden in der Vergangenheit meist für Servo- und Traktionsanwendungen in Sternschaltung untersucht. Bedingt durch die sinkenden Kosten für leistungsfähige Ansteuerlektroniken und Signalverarbeitung können komplexe Regelungsstrategien aus dem Bereich der Servo- und Traktionsanwendungen nun auch für kleine, kostengünstige Antriebe in hohen Stückzahlen eingesetzt werden. Diesen dynamischen und genauen Steuer- und Regelungsalgorithmen wird durch die präzise Modellierung der Strecke die betriebspunktabhängige Prädiktion, die Vorberechnung der sich einstellenden Ein- und Ausgangsgrößen des Antriebs, ermöglicht.

Ein wesentlicher Unterschied zu den aus Servo- und Traktionsanwendungen bekannten Regelungsstrategien und den darauf aufbauenden Modellen bei den PMSM kleiner Leistung ist die Berücksichtigung der Dreieckschaltung der Wicklungen.

Stand der Technik bei der Regelung von im Dreieck geschalteten PMSM ist entweder die Umrechnung der Modellparameter (wie die Flussverkettungen oder der Statorwiderstand) sowie der Eingangsgrößen (wie die Ströme und die Spannungen) auf äquivalente Sterngrößen oder die direkte Berücksichtigung der Parameter im Dreieck [6, 455 ff.]. Beide Ansätze lassen die Besonderheiten der Dreieckschaltung außer Acht und überführen diese lediglich in eine Sternschaltung.

In der Literatur finden sich verschiedene Ansätze, wie der Nullstrom der Dreieckschaltung interpretiert und modelliert werden kann. Es werden einerseits analytische und numerische Berechnungen vorgestellt, welche die Optimierung des Entwurfs und Rückschlüsse auf das Betriebsverhalten der PMSM ermöglichen. Andererseits werden einfache Modelle zur Fehleranalyse oder Detektion der Rotorlage diskutiert. Die verschiedenen Ansätze sind im Folgenden kurz aufgelistet.

- In [4, S.679 f.] werden die parasitären Effekte, wie zusätzliche bremsende Drehmomente oder zusätzliche Strombelastung der Wicklungen, theoretisch in Form von analytischen Gleichungen hergeleitet. Ein ähnlicher Ansatz wird in [7] verfolgt, wo die Dreieckschaltung für hochausgenutzte PMSM untersucht wird. Die Autoren kommen zu dem Schluss, dass je nach Auslegung der elektrischen Maschine durch den Nullstrom und resultierende zusätzliche thermische Belastungen irreparable Schäden an der Maschine entstehen.
- Die Auswirkungen der Fertigungseinflüsse, welche auch den Nullstrom beeinflussen, werden zum Beispiel in [8] detailliert betrachtet und messtechnisch untersucht.
- Die Autoren in [9, 10] zeigen, dass die Dreieckschaltung Einflüsse auf die Verluste im Rotor sowie auf die Drehmomentwelligkeit hat und im Entwurf der PMSM berücksichtigt werden muss.
- Die Positionsbestimmung des Rotorlagewinkels wird in [11] anhand eines einfachen Modells durchgeführt. Hierfür wird die gemessene Nullkomponente des Stroms sowohl bei Dreieckschaltung als auch bei Sternschaltung über ihre Rückwirkung auf die Spannung ausgewertet.
- Bei einem Fehler der PMSM, wie einem Wicklungskurzschluss, führt die dadurch entstandene Asymmetrie der Wicklungen in Dreieckschaltung zu Abweichungen im Strom i_0 . Hierzu wird zum Beispiel in [12] die Amplitude des Nullstroms zur Detektion dieser Fehlerfälle verwendet.
- Die Nullkomponente im Strom oder der Spannung tritt dabei jedoch nicht nur im Fehlerfall auf, sondern ist prinzipbedingt immer vorhanden. Die Nullflussverkettung als Ursache des Stroms i_0 und der Spannung u_0 wird in [4, 679 f.] und [13, 480 f.] beschrieben. Sie entsteht aufgrund der magnetischen Sättigung des Eisenkreises und der nicht symmetrischen Überlagerung der Flussverkettungen der drei Wicklungen des Stators.

- Vergleiche der Modelle in Stern- und Dreieckschaltung mit Berücksichtigung der Nullkomponente und den Auswirkungen auf die Drehmomentwelligkeit und die Verluste im Betrieb der PMSM sind in [14, E2] beschrieben. Es wurden spezielle Modelle in Form von analytischen und numerischen Beschreibungen der PMSM hergeleitet. Einige stützen sich auf die betriebspunktabhängigen Induktivitäten sowie die Permanentmagneterregung [15–17]. Andere bauen auf den Flussverkettungen [14, 18, 19] in rotororientierten Koordinaten auf. Häufig sind die Modelle nur mittels numerischen Simulationen oder analytischen Abschätzungen parametrisiert und/oder nur unter vereinfachten Bedingungen gültig.

Für eine exakte modellbasierte Regelung, beziehungsweise detaillierte Simulation der PMSM wird ein neues Modell benötigt, welches die beschriebenen Effekte berücksichtigt. Für die Validierung soll das Modell vollständig mit Messungen am Prüfstand parametrisiert werden.

Daher wird in dieser Arbeit die rotororientierte Darstellung von PMSM in Sternschaltung um die Besonderheiten der PMSM in Dreieckschaltung ergänzt und vervollständigt. Die betrachteten Parameter sind die betriebspunktabhängigen Flussverkettungen im rotororientierten Koordinatensystem sowie der Statorwiderstand.

Um den Einfluss der Nullkomponente im neuen Modell abzubilden, muss jetzt neben den Stromabhängigkeiten auch die Rotorposition γ berücksichtigt werden. Deshalb wird das in dieser Arbeit entwickelte Modell vereinfacht als winkelabhängiges Modell bezeichnet. Die Ergänzung um die Nullkomponente führt auf die Modellbeschreibung im rotororientierten dq0-Koordinatensystem.

Das hergeleitete winkelabhängige Modell wird schließlich über einen neuen Ansatz der Parameteridentifikation an einem drehzahlgeregelten Prüfstand in der Praxis parametrisiert. Zusätzlich werden die Ergebnisse der durchgeführten numerischen Simulation des Prüflings gezeigt und mit den experimentellen Ergebnissen am Prüfstand verglichen. Die im Prüfling eingebauten Sensoren ermöglichen dabei die Erfassung der Nullkomponenten sowohl der Stern- als auch der Dreieckschaltung.

Durch die präzisen und am Prüfstand parametrisierten Flussverkettungen ermöglicht das entwickelte Modell eine präzise Beschreibung des Drehmoments, welches sich aus dem Kreuzprodukt von Flussverkettung und Strom ergibt. Somit können aktuelle Probleme der Antriebstechnik, wie die Kompensation von Drehmomentwelligkeiten, welche verantwortlich für Vibrationen und Geräusche im Antriebsstrang sind, mit Hilfe von modellbasierten Regelungsstrategien gelöst werden.

In dieser Arbeit wird als Anwendungsbeispiel des eingeführten parametrisierten Modells eine erweiterte Regelungsstruktur vorgestellt, welche Drehmomentwelligkeiten im Betrieb der PMSM reduziert. Hierzu wird die modellbasierte Regelung der Ströme nach [20] um das neue Modell mit den winkelabhängigen Flussverkettungen und der Nullkomponente ergänzt.

Diese Arbeit leistet damit einen Beitrag zur detaillierteren Beschreibung der PMSM in Stern- und Dreieckschaltung. Der vorgestellte Ansatz ermöglicht die modellbasierte Regelung und Simulation mittels am Prüfstand parametrierter winkelabhängiger Modelle im rotororientierten Koordinatensystem.

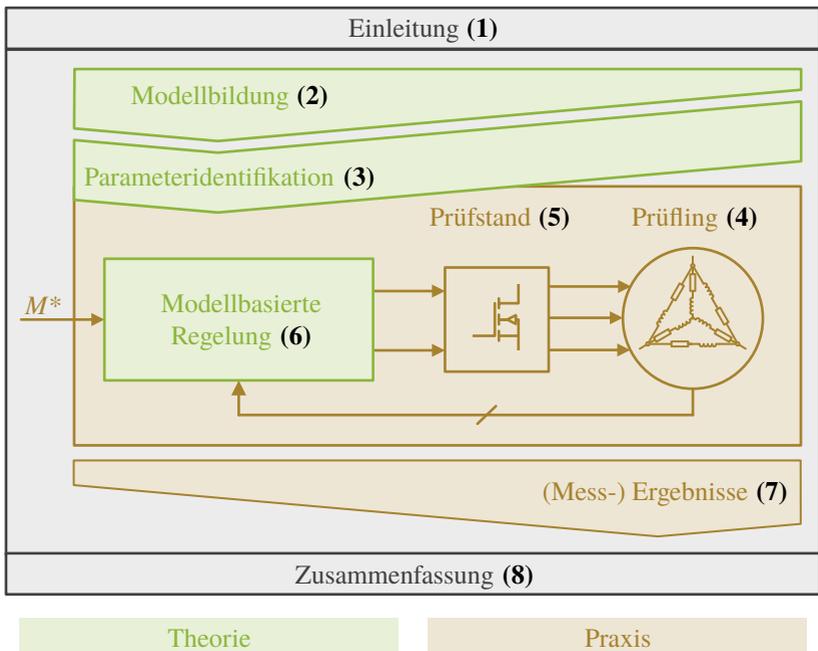


Abbildung 1.2: Struktureller Aufbau der Arbeit.

Gliederung und Zielstellung der Arbeit

In Abb. 1.2 ist der Aufbau dieser Arbeit schematisch dargestellt.

Die Einleitung (1) enthält die Einführung und beschreibt den Stand der Technik der Modellbildung der PMSM mit besonderem Augenmerk auf die Nullkomponente bei Dreieckschaltung für Antriebe kleiner Leistung.

Im Kapitel Modellbildung (2) wird das Modell für die PMSM in Stern- und Dreieckschaltung in rotororientierten Koordinaten hergeleitet. Ferner werden die Unterschiede zu bestehenden, oft von Antrieben größerer Leistung übertragenen Ansätzen herausgearbeitet.

Für die in der Modellbildung erforderlichen rotorpositions-, drehzahl- und stromabhängigen Flussverkettungen wird im Kapitel Parameteridentifikation (3) ein neuer Ansatz zur Parameteridentifikation an einem drehzahlgeregelten Prüfstand vorgestellt. Durch die geschickte Regelung der PMSM können die Systemgleichungen, welche ein verkoppeltes Differentialgleichungssystem darstellen, unter Berücksichtigung der Winkelabhängigkeiten sowie der Nullkomponente der Flussverkettungen aufgelöst werden. Somit wird die vollständige Parameteridentifikation am Prüfstand ermöglicht.

Für die Validierung des Modells und der Parameteridentifikation werden im Kapitel Prüfling (4) die analytische Auslegung, die numerische Berechnung sowie der Aufbau des zu vermessenden Prüflings erläutert. Der Prüfling kann sowohl im Stern als auch im Dreieck geschaltet werden. Die Messung der Spannung am Sternpunkt sowie die Erfassung der Ströme der Wicklungen ermöglicht die Identifikation der Nullkomponente.

Die Vermessung des Prüflings erfolgt auf einem drehzahlgeregelten Prüfstand. Der Teststand bestehend aus dem mechanischen Aufbau, der entwickelten Leistungselektronik sowie der Signalverarbeitung ist im Kapitel Prüfstand (5) beschrieben.

Als Anwendungsbeispiel der Modellbildung und der zugehörigen Parameteridentifikation wird im Kapitel Regelung (6) eine modellbasierte Regelung sowie die Berechnung der Drehmoment zu Strom Sollwerttabellen vorgestellt.

Anschließend werden im Kapitel Ergebnisse (7) die Messergebnisse in Dreieck- und Sternschaltung diskutiert. Hier findet ein Vergleich der gemessenen mit den numerisch ermittelten Daten zur Validierung der Parameteridentifikation statt. Ferner werden die Unterschiede der Stern- und Dreieckschaltung unter Beachtung der Nullkomponente in Bezug auf die Flussverkettungen und Drehmomentwelligkeit dargestellt. Abschließend wird gezeigt, dass eine modellbasierte Regelung mit entsprechender Sollwertvorgabe die Reduktion der Drehmomentwelligkeiten im Betrieb der PMSM ermöglicht.

Im letzten Kapitel Zusammenfassung (8) werden die wesentlichen Erkenntnisse kurz dargestellt. Hierfür werden auch die folgenden Leitfragen dieser Arbeit zusammenfassend beantwortet:

- Welche Unterschiede gibt es beim Betrieb permanentmagneterregter Synchronmaschinen in Stern- beziehungsweise Dreieckschaltung?
- Sind PMSM in Dreieckschaltung mit der bekannten rotororientierten dq-Darstellung vollständig beschreibbar?
- Ist die winkelabhängige Parametrierung im dq0-System am Prüfstand vollständig umsetzbar?
- Welche neuen Möglichkeiten ergeben sich durch winkelabhängige Modelle von PMSM in Stern- oder Dreieckschaltung für die Regelung von Antriebssystemen?

2

Modellbildung

In diesem Kapitel wird die Modellbildung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen in Stern- und Dreieckschaltung hergeleitet. Ziel ist es möglichst viele physikalische Effekte der PMSM durch ein vereinfachtes Modell präzise zu beschreiben. Dieses Modell ermöglicht die effiziente und präzise Implementierung des Betriebsverhaltens der PMSM in Regelungen und Simulationen.

In vergangenen Arbeiten wurden am ETI detaillierte Modelle der PMSM in Sternschaltung hergeleitet. Dabei sind unter anderem die Effekte der Rotor-Anisotropie, der Eisensättigung und der Kreuzverkopplung berücksichtigt. Auf Grundlage dieser Modelle konnten neue dynamische und präzise Regelungsverfahren am Prüfstand implementiert werden [20, 21].

Im Folgenden wird diese Modellbildung für im Stern geschaltete PMSM gezeigt, um das Nullsystem und die Abhängigkeit von der Rotorposition ergänzt und somit für den Betrieb in Dreieckschaltung erweitert. Die Berücksichtigung der Rotorposition ergänzt die Modelle in rotororientierter Darstellung um die räumlichen Oberwelleneffekte und die Nullkomponente der Flussverkettungen. Mit diesem Modell wird die modellbasierte Regelung elektrischer Antriebssysteme ermöglicht. Dort ist die PMSM in Kombination mit einem Stromrichter als drehzahlvariables Antriebssystem in Verwendung. Zum Verständnis werden in diesem Kapitel die notwendigen Grundlagen des Stromrichters erklärt.

2.1 Permanentmagneterregte Synchronmaschinen

Elektrische Antriebe, welche einen dynamischen und energieeffizienten Betrieb voraussetzen, sind heutzutage meist als permanentmagneterregte Drehstrom-Synchronmaschinen ausgeführt. Der prinzipielle Aufbau einer PMSM ist in Abb. 2.1 dargestellt. Der Stator dieser Maschinen ist mit Nuten und Zähnen aufgebaut. In den Nuten liegen die aus Kupferlackdraht gefertigten Spulen (in gelb eingezeichnet), welche zu drei symmetrischen, um 120° versetzten Wicklungen beziehungsweise Strängen zusammengefasst sind. Dies wird auch als Drehstromwicklung bezeichnet. Das Dreiphasensystem ist mit den drei um 120° gedrehten Achsen (1, 2, 3) angedeutet. Werden die drei Wicklungen in Stern oder Dreieck geschaltet und aus einem Drehstromsystem gespeist, ergibt sich ein umlaufendes Magnetfeld, welchem der permanentmagneterregte Rotor folgt. Die Permanentmagneten des Rotors sind in grün/rot eingezeichnet, die magnetische Vorzugsachse ist mit dem violetten Zeiger eingezeichnet. Die geometrische Anordnung der Permanentmagnete im Rotor sowie die Ausführung des Stators haben Einfluss auf das Betriebsverhalten der Maschine.

Die Position des Rotors ist mit γ bezeichnet und entspricht bei einer PMSM mit der Polpaarzahl Eins, wie eingezeichnet, der mechanischen Position des Rotors. Die Polpaarzahl p multipliziert mit dem der Rotorposition γ ergibt die mechanische Rotorposition. Gleiches gilt für die Frequenz, die mechanische Kreisfrequenz Ω ist das Produkt aus p mit der Frequenz $\omega = \frac{d}{dt}\omega$.

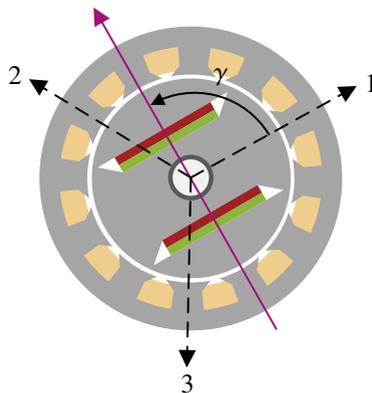


Abbildung 2.1: Darstellung des Schnitts durch eine PMSM mit feststehendem Stator (außen) und drehenden Rotor mit Permanentmagneten (innen).

Ersatzschaltbildarstellung

Für die Entwicklung von Regelungen und Simulationen sind die Geometrie- und Fertigungsdaten der Auslegung, die analytischen Kenngrößen oder auch die Daten aus numerischen Simulationen häufig nicht ausreichend. Eine vereinfachte Beschreibung des elektrischen Betriebsverhaltens – in Form eines Modells – welches den dynamischen und stationären Betrieb möglichst genau abbildet wird benötigt. In der Vergangenheit wurden hierzu vereinfachte Darstellungen eingeführt, welche das gleiche Klemmenverhalten wie die PMSM haben sollen. Diese sogenannten Ersatzschaltbilder, welche sich idealerweise im Betrieb genauso verhalten wie die tatsächliche PMSM, ermöglichen die Entwicklung von Regelungen und Simulationen.

Das Ersatzschaltbild der PMSM kann durch einfache konzentrierte elektrische Elemente wie Induktivitäten, Spannungsquellen und Widerstände aufgebaut werden. Der Detaillierungsgrad wird dabei beliebig ausgeführt und reicht von modellierten einzelnen Spulen in den Nuten, Modellen mit Wickelkopfinduktivitäten oder vereinfachten Modellen mit zusammengefassten Wicklungen bis hin zu Darstellungen abstrahiert als Mehrtor. Häufig wird die einfache Darstellung in transformierten Größen als elektrisches Ersatzschaltbild bevorzugt.

Der Fokus lag in der Vergangenheit auf der Beschreibung des Betriebsverhaltens insbesondere bei Betrieb am festen Stromnetz im Generator- oder im Motorbetrieb. Hierfür wurden detaillierte Ersatzschaltbilder unter anderem in [6, 22] hergeleitet. Für die dreiphasige Drehstrom-Synchronmaschine hat sich ein vereinfachtes Ersatzschaltbild, dargestellt durch die drei Wicklungen mit Induktivitäts- und Widerstands Symbolen, etabliert. Robert H. Park zeigte in [19], dass durch eine Koordinatentransformation die dreiphasigen zeitvarianten Wechselgrößen und auch das dreiphasige Ersatzschaltbild vereinfacht werden kann. Das nach Park transformierte Ersatzschaltbild ist vereinfacht auf eine zweiphasige Darstellung und ist mit Gleichgrößen beschreibbar. Das Ersatzschaltbild und die transformierten Eingangs- und Ausgangsgrößen ermöglichen die einfachere Regelung der Drehstrom-Synchronmaschine, da nur noch Gleichgrößen als Regelgrößen benötigt werden. Die Koordinatentransformation nach Park ist die Grundlage aktueller Regelungsalgorithmen.

Die Beschreibung des elektrischen Betriebsverhaltens der PMSM in Form von Ersatzschaltbildern, aufbauend auf linearen Parametern, findet sich ausreichend in der Literatur beschrieben [4, 6, 23].

Eine Erweiterung und Verfeinerung dieser Darstellung durch die Parameter der stromabhängigen Induktivitäten und Flussverkettungen, welche Grundlage aktueller modellbasierter Stromregelungen sind, ist in [20, 21] beschrieben.

Die in dieser Arbeit hergeleitete Ergänzung der stromabhängigen Flussverkettungen um die Abhängigkeit von der Rotorposition ermöglicht nicht nur die Berücksichtigung der Nichtlinearitäten durch die Bestromung der PMSM, sondern auch die Berücksichtigung von Effekten der Geometrie und der Wicklungskonfiguration im Modell der Stern- und Dreieckschaltung. Das zugehörige Ersatzschaltbild wird hierzu im nächsten Abschnitt hergeleitet.

2.1.1 Dreiphasige Systemgleichung

Für die vereinfachte Beschreibung der elektrischen Maschine durch die Systemgleichungen und die zugehörigen Ersatzschaltbilder werden folgende Annahmen getroffen:

- Die Spulen in den Nuten der elektrischen Maschine sind zu drei symmetrischen Wicklungen zusammengeschaltet. Diese drei Wicklungen sind entweder in Stern- oder in Dreieckschaltung zu einem Dreiphasensystem zusammengefasst.
- Kapazitive Verschiebestrome, Alterungseinflüsse, Temperatureffekte, magnetische Streufelder, Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverluste sowie Stromverdrängungseffekte werden zur Vereinfachung der Herleitung vernachlässigt.

Eine Berücksichtigung der vernachlässigten Effekte, welche häufig geringe Einflüsse aufweisen, ist möglich und Inhalt eigenständiger Arbeiten. Das Ersatzschaltbild und die Systemgleichung der PMSM werden hierdurch entsprechend umfangreicher.

Die Beschreibung der PMSM wurde in [20, 21, 24] im Ersatzschaltbild auf das Symbol einer Induktivität L und eines Widerstands R vereinfacht. Auf dieser Darstellung wird folgend aufgebaut. Es wird ebenfalls angenommen, dass nach dem Induktionsgesetz (2.1) eine Spannung u_{ind} induziert wird, welche bei der Änderung der Flussverkettung ψ entsteht. Dies erfolgt entweder durch eine Stromänderung in den Wicklungen oder durch die Rotordrehung.

$$u_{\text{ind}} = \frac{di}{dt}L = \frac{di}{dt} \frac{\partial \psi}{\partial i} = \frac{d}{dt} \psi \quad (2.1)$$

Zu dieser Flussverkettung der PMSM wird in diesem Ersatzschaltbild auch die Permanentmagnet Flussverkettung gezählt. Die induzierte Spannung aufgrund

der Änderung der Flussverketungen ist als Induktivitätssymbol im Ersatzschaltbild dargestellt, es gilt $\psi = L \cdot i$. Eine aufwendigere Darstellung mittels absoluten und differentiellen Induktivitäten, dem Widerstand sowie Spannungsquellen für die Permanentmagneterregung, welche auch möglich ist [24], bietet somit keine zusätzlichen Informationen.

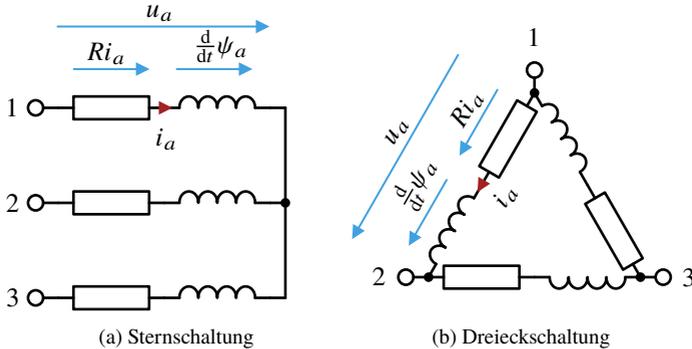


Abbildung 2.2: Ersatzschaltbilder der Wicklungskonfiguration in Stern- und Dreieckschaltung.

Mit dem ohmschen Gesetz, dem Maxwellschen Induktionsgesetz, den Kirchhoff'schen Gesetzen und den zu drei Strängen zusammengefassten Spulen der PMSM folgen die Gleichungen (2.4). Die Wicklungen bilden in Sternschaltung oder in Dreieckschaltung ein Dreiphasensystem. Die grafische Darstellung als Ersatzschaltbild ist in Abb. 2.2 (b) und Abb. 2.2 (a) gezeigt.

Es gilt bei Dreieckschaltung der Wicklungen (2.2) :

$$a, b, c \in (12, 23, 31) \quad (2.2)$$

Bei der Sternschaltung der Wicklungen gilt (2.3) :

$$a, b, c \in (1, 2, 3) \quad (2.3)$$

Daraus folgen die Spannungsgleichungen der Wicklungen (2.4) :

$$\begin{aligned} u_a &= R \cdot i_a + \frac{d}{dt} \psi_a \\ u_b &= R \cdot i_b + \frac{d}{dt} \psi_b \\ u_c &= R \cdot i_c + \frac{d}{dt} \psi_c \end{aligned} \quad (2.4)$$

Die mit den Wicklungen a, b, c verketteten Flüsse werden mit ψ_a, ψ_b und ψ_c bezeichnet. Die zwischen den Klemmen anliegenden Spannungen sind die Strangspannungen u_a, u_b und u_c . Die Strangströme sind i_a, i_b und i_c . Der Widerstand der Stränge wird mit R bezeichnet.

Stern- Dreieckumrechnungen

Die Dreieckschaltung wird häufig zur Vereinfachung, zum Beispiel für die Implementierung von Regelungen, in eine äquivalente Sternschaltung umgerechnet. Es wird angenommen, dass diese umgerechnete Dreieckschaltung sich an den drei Klemmen so verhält wie die Sternschaltung.

Die Grundlage der Umrechnung der Parameter (Widerstände, Induktivitäten und Flussverkettungen) bildet hierfür die Stern-Dreieck-Transformation. Diese erfolgt nach Gleichung (2.5) zur Umrechnung einer Impedanz Z bestehend aus den Widerständen und Induktivitäten des Ersatzschaltbilds. Dies ist jedoch nur bei symmetrischen und linearen Zusammenhängen [6, 455 f.] gültig.

$$Z_Y = \frac{1}{3} Z_\Delta \quad (2.5)$$

Für die Bestimmung der Ströme in den drei Strängen der Dreieckschaltung, ausgehend von den messbaren Strömen der Zuleitung an den Eingangsklemmen (1, 2, 3), werden die Ströme der Zuleitung nach dem ersten Kirchhoff'schen Gesetz (Knotenregel) umgerechnet. Eine notwendige Annahme der Umrechnung ist, dass kein Stromnullsystem existiert. Für den Strangstrom i_{12} ist dies im Beispiel in (2.6) dargestellt. Die fehlenden Ströme $i_{23,31}$ können äquivalent berechnet werden [6, S.455 f.].

$$i_{12} = \frac{1}{3} (i_1 - i_2) \quad (2.6)$$

Gleiches gilt auch für die Spannungen an den Wicklungen bei Sternschaltung. Ähnlich dem Aufstellen der Knotengleichungen für die Ströme der Dreieckschaltung können nach dem zweiten Kirchhoff'schen Gesetz (Maschenregel) die Spannungen an den Wicklungen für Sternschaltung berechnet werden. Die Spannungen an den Anschlussklemmen der Maschine der Sternschaltung sind um den Faktor $\sqrt{3}$ größer und um 30° gegenüber der Dreieckschaltung verschoben. Die fehlenden Spannungen in (2.7) können über die Maschenregel berechnet werden [6, 455 f.].

$$u_1 = \frac{1}{3} (u_{12} - u_{31}) \quad (2.7)$$

Die Stern-Dreieck-Transformation der Parametern ist nur bei linearen und symmetrischen Parametern zulässig. Die Vernachlässigung des Stromnullsystems ermöglicht dann die Umrechnung der Ströme und Spannungen von Dreieck auf Sternschaltung. Bei nicht symmetrischen und nichtlinearen Größen ist die Stern-Dreieck-Transformation der Parameter und auch bei der Umrechnung der Ströme und Spannungen nicht zulässig. Für die Bestimmung der Parameter, der Ströme und Spannungen müssen die Stranggrößen oder das Nullsystem bekannt sein.

2.1.2 Physikalische Eigenschaften

Die in Abb. 2.1 skizzierte PMSM besteht aus dem Statoreisen mit den eingelegten Spulen und dem Rotoreisen mit den Permanentmagneten. Die Eigenschaften des Betriebsverhaltens können im Ersatzschaltbild durch einen Widerstand und die Ableitung der Flussverkettung nach der Zeit, eingezeichnet als Induktivität, wie in Abb. (2.2) beschrieben werden. Die physikalischen Eigenschaften der PMSM und deren Einflüsse auf das Betriebsverhalten sollen im Folgenden erläutert werden.

Statorwiderstand

Der Widerstand R beschreibt den Widerstand des Kupferlackdrahts in der PMSM, welcher im Folgenden auch als Statorwiderstand bezeichnet wird. Der Statorwiderstand setzt sich im Einzelnen aus den zu Strängen geschalteten Spulen zusammen. Der Statorwiderstand R kann betriebspunktabhängig als Funktion $f_{a,b,c}(i_{a,b,c}, \vartheta, \omega)$ beschrieben werden [25].

Der von der Kreisfrequenz ω abhängige Anteil des Widerstands ist auf den Skin- und Proximity-Effekt zurückzuführen. Bei diesen Effekten ändert sich der zum Transport der elektrischen Ladungsträger zur Verfügung stehende Querschnitt des Kupferlackdrahts über der Kreisfrequenz. Dies geschieht zum einen durch die abnehmende frequenzabhängige Leitfähigkeit hin zum Leiterinneren (Skin-effekt), zum anderen durch Streufelder benachbarter Leiter, welche die homogene Ladungsträgerverteilung beeinflussen (Proximityeffekt). Die Parametrierung des frequenzabhängigen Statorwiderstands und die zugehörigen physikalischen Erklärungen umfassen eigenständige Arbeiten. Der frequenzabhängige Anteil des Widerstands ist als gering angenommen und wird in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

Der frequenzunabhängige Gleichstromwiderstand ist als größter und einziger Anteil des Statorwiderstands angenommen. Der Widerstandswert ergibt sich aus dem spezifischen Widerstand des eingesetzten Kupferlackdrahts. Zum Wi-

derstandswert des Statorwiderstands werden auch die Übergangswiderstände der Anschlussklemmen, der Anschlusswiderstand der Zusammenschaltung der Spulen zu den Wicklungen und zum Dreiphasensystem addiert. Die Temperaturabhängigkeit des Widerstands ist vorerst vernachlässigt. Für die Modellbildung werden die Widerstände als konstant im kompletten Betriebsbereich betrachtet. Der Widerstand vereinfacht sich durch die getroffenen Annahmen zu einem konzentrierten Widerstandselement R mit einem konstanten ohmschen Widerstandswert.

Flussverkettungen

Der verkettete magnetische Fluss der PMSM wird durch die im Betrieb bestromten Wicklungen sowie den Permanentmagnetfluss der Magnete erzeugt. Die aus den Flussverkettungen resultierenden Spannungen werden im Ersatzschaltbild, aufbauend auf Gleichung (2.1), vereinfacht als Induktivitäten dargestellt. Die Flussverkettungen der elektrischen Maschine werden als betriebspunktabhängige Größen betrachtet [20]. Sie sind abhängig vom Strom, der Temperatur ϑ sowie der Rotorposition. Zusätzlich ist die Drehzahlabhängigkeiten welche beispielsweise durch die frequenzabhängige Gleichtaktkomponente der Flussverkettungen entsteht, berücksichtigt. Die Flussverkettungen kann durch die mehrdimensionale Funktion (2.8) beschrieben werden.

$$f_{a,b,c}(i_{a,b,c}, \vartheta, \gamma, \omega) \quad (2.8)$$

Die die Flussverkettungen beeinflussenden Größen, sowie die Auswirkungen der veränderlichen Flussverkettungen auf den Betrieb der PMSM werden im Folgenden diskutiert und die notwendigen Vereinfachungen für diese Arbeit werden beschrieben.

Magnetischer Leitwert

Bei den betrachteten permanentmagneterregten Synchronmaschinen wird das Magnetfeld des Rotors durch die dauerhafte Magnetisierung der Permanentmagnete erzeugt. Die geometrische Anordnung der Permanentmagnete im Rotor hat einen signifikanten Einfluss auf das Betriebsverhalten. Werden die Magnete wie in Abb. 2.1 abgebildet in den Rotor eingebettet, spricht man von „vergrabenen Magneten“. Der magnetische Leitwert der Permanentmagnete ist ähnlich dem Leitwert von Luft. Es folgt, dass der so aufgebaute Rotor magnetisch nicht symmetrisch (keine Rotationssymmetrie) ist. Bei diesen Maschinen handelt es sich damit um magnetisch anisotrope Maschinen. Ein magnetisch isotroper Rotor

wird zum Beispiel durch auf der Rotoroberfläche aufgeklebte Permanentmagnete erreicht. Man spricht dann von magnetisch isotropen Maschinen. Bei diesen ist der magnetische Leitwert unabhängig von der Rotorposition. Die Wirkung des Permanentmagnetflusses auf die Flussverkettung des Stators hängt nicht nur von der Magnetisierung im Rotor, sondern auch vom eingesetzten Material und der Umgebungstemperatur ab. In dieser Arbeit werden die thermischen Abhängigkeiten aufgrund des zu erwartenden geringen Einflusses am eigenen Prüfstand und Prüfling nicht beachtet.

Eisensättigung

Der Rotor und Stator der PMSM bestehen aus weichmagnetischem beziehungsweise ferromagnetischem Material (Eisenblech, beziehungsweise Elektroblech). Bei der heutzutage üblichen hohen Ausnutzung von elektrischen Maschinen durch hohe Magnetflussdichten verhält sich dieses Material elektromagnetisch stark nichtlinear. Diese nichtlineare Eigenschaft entsteht aufgrund von Sättigungseffekten des Eisens. Die nichtlinearen Verläufe der wechselnden Magnetisierung des ferromagnetischen Materials werden in der Literatur meist durch Hysteresekurven beschrieben (Abb. 2.3). Die wichtigen zwei Kennwerte dieser Kurven sind:

Die Remanenzflussdichte B_r , die Flussdichte ohne ein angelegtes äußeres Magnetfeld bei vorheriger Magnetisierung des Werkstoffes. Die Koerzitivfeldstärke H_c , welche den Schnittpunkt mit der Flussdichte Null beschreibt.

Der Effekt der Eisensättigung wird in den Modellparametern als Stromabhängigkeit der Flussverkettung berücksichtigt.

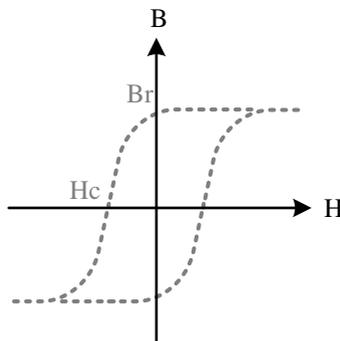


Abbildung 2.3: Skizze der Hysteresekurve eines ferromagnetischen Materials.

Eisenverluste

Der Flächeninhalt der aufgespannten Hysteresekurve aus Abb. 2.3 ist proportional zu den frequenzabhängigen Hystereseverlusten als Teil der bekannten Eisenverluste. Weitere frequenzabhängige Verluste des Eisenmaterials sind die Wirbelstromverluste und die Exzessverluste [26]. Die beschriebenen Verlusteffekte bewirken, dass der Eisenverlustanteil der Eingangsleistung der Maschine nicht bei der Erzeugung der Flussverkettungen und somit bei der Drehmomentbildung wirkt. Im theoretischen Vergleich einer Maschine ohne Eisenverluste und einer Maschine mit Eisenverlusten ist bei der Maschine mit Eisenverlusten bei gleichem Strom, die induzierte Spannung verringert. Das muss bei der Berechnung der Flussverkettungen berücksichtigt werden. Die Charakterisierung der Eisenverluste ist nicht Teil dieser Arbeit und wird nicht weiter beschrieben. Bei der Identifikation der Flussverkettungen am Prüfstand werden diese Verluste im quasistationären Betrieb nach der in [27, E4] beschriebenen Methode aus den induzierten Spannungen herausgerechnet. Auf eine mögliche Berechnung der Verluste mittels Nachbearbeitung der numerischen FEM-Simulationsergebnisse (Finite-Elemente Methode, FEM) wurde verzichtet.

Kreuzverkopplung

Die drei Flussverkettungen $\psi_{a,b,c}$ teilen sich gemeinsame Flusspfade im Stator- und Rotoreisen. Die gemeinsamen magnetischen Flusspfade koppeln die elektromagnetischen Eigenschaften der einzelnen Wicklungen a , b und c miteinander. In der Literatur wird der Zusammenhang auch als Kreuzverkopplung oder Kreuzsättigung bezeichnet [20]. Die Eisensättigung sowie die beschriebene Anisotropie beeinflussen dabei diesen Effekt.

Oberwellen

Die im Betrieb auftretenden Drehmomentenwelligkeiten können auf die Abweichung des Magnetfelds von der ideal sinusförmigen Kurvenform zurückgeführt werden. Mit der Drehung des Rotors im Stator ändern sich geometriebedingt die elektromagnetischen Flusspfade. Ursache der Verzerrung des Magnetfelds ist der Aufbau der Maschine mit Nuten und Zähnen, sowie die geometrische Anordnung der Permanentmagneten im Rotor und die Ausführung der Wicklungen im Stator. Die Wicklungen sind dabei entweder als konzentrierte Wicklungen oder als verteilte Wicklungen in Ein- oder Zweischichttechnik gefertigt. Auch die Schaltung der einzelnen Spulen zu entsprechenden Segmenten, den sogenannten Zonen, sowie die Schaltung der Wicklungen im Stern oder Dreieck haben Einfluss auf diese Verzerrung. Die Berücksichtigung der durch das verzerrte Ma-

gnettfeld verursachten Oberwellen der Flussverkettungen erfolgt in dieser Arbeit mit der Winkelabhängigkeit Flussverkettungen.

Streifelder

Weitere Einflussfaktoren auf die Verzerrung des Magnetfelds sind die Streufelder. Diese werden hervorgerufen unter anderem bei der Bestromung der Wicklungen sowie durch den Permanentmagnetfluss und prägen sich parasitär aus. Im Wickelkopf entstehen diese durch die Bestromung der Wicklungen aufgrund der fehlenden Flussführung im Eisenmaterial. Dieser Effekt wird auch als Wickelkopf- oder Stirnkopfstreuung bezeichnet. Desweiteren treten Streufelder auch direkt zwischen den Nuten und Zähnen des Stators und dem Rotor auf. Diese Streufelder sind nicht mit den bestromten Wicklungen verkoppelt, der Effekt ist somit nicht in den Spannungen der Wicklungen erkennbar. Bei einem Teil der Streufelder wechselwirken das Magnetfeld des Rotors mit dem Eisenkreis des Stators (Abb. 2.4). Diese Streufelder werden auch als magnetischer Streufeldfluss bezeichnet. Dieser Effekt, welcher sich im Drehmoment ausprägt, wird als Nutrastmoment oder Cogging-Torque bei nicht bestromter Wicklung bezeichnet. Die Wickelkopfstreuung kann über analytische Formeln genähert und beschrieben werden und ist besonders beim Entwurf der Maschine von Interesse. Sie wird aufgrund des gering angenommenen Einflusses nicht weiter berücksichtigt. Die analytische Beschreibung der Streufelder der Nuten und Zähne mit dem Rotor erweist sich als äußerst komplex. Auch die messtechnische Erfassung und Modellbildung ist schwierig und umfasst eigenständige Arbeiten [28]. Detaillierte Analysen der magnetischen Streufelder erfolgen daher meist nur durch numerische Berechnungen. Im Folgenden werden diese Streufelder und ihr Einfluss auf die Drehmomentbildung vernachlässigt.

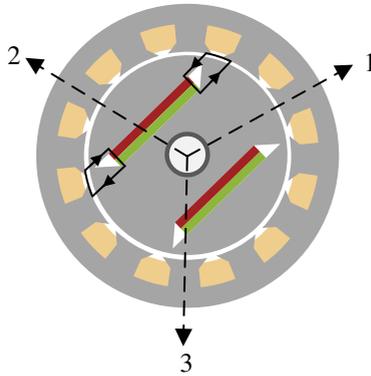


Abbildung 2.4: Darstellung des Schnitts durch eine PMSM, mögliche Streupfade zwischen den Nuten und Zähnen des Stators und dem Rotor sind in schwarz skizziert.

Nullflussverkettung

Einen weiteren Einfluss auf das Drehmoment im Betrieb bei der Dreieckschaltung hat die Nullflussverkettung. Diese wird in den meisten bekannten Ansätzen der Modellbildung vernachlässigt. Bei Sternschaltung ist die Vernachlässigung zulässig, die Nullflussverkettung hat aufgrund des nicht angeschlossenen Sternpunkts keinen direkten Einfluss auf das Drehmoment. In Dreieckschaltung entstehen durch den Strom i_0 und die Nullflussverkettung parasitäre Drehmomente [4, S.1026 ff.].

Im Stator werden die einzelnen Spulen eingelegt in den Nuten zu den drei Wicklungen zusammengefasst. Diese drei Wicklungen bilden mit Hin- und Rückleiter sechs sogenannte Zonen aus. Diese Zonen sind gleichmäßig über den Kreisbogen eines Polpaares p verteilt. Der Rotor durchläuft bei einer Umdrehung p mal diesen Kreisbogen. Dieser Umlauf eines Kreisbogens kann entweder mit γ von 0° bis 360° oder im Bogenmaß mit γ von 0 bis 2π beschrieben werden.

Durch die Bestromung der drei um 120° räumlich versetzten Wicklungen der PMSM mit drei um 120° phasenverschobenen Strömen, bilden sich in den sechs Zonen die magnetischen Flüsse aus. Betrachtet man einen festen Zeitpunkt t bei einer konstanten Kreisfrequenz ω und festen Rotorposition γ , dann können

die Ströme des vorgegebenen Drehstromsystems an den Klemmen (1, 2, 3) der PMSM nach Abb. 2.2 beispielhaft mit der Gleichung (2.9) berechnet werden.

$$\begin{aligned} i_a &= I \\ i_b &= -\frac{1}{2} \cdot I \\ i_c &= -\frac{1}{2} \cdot I \end{aligned} \quad (2.9)$$

Die sich ergebenden Flussverkettungen ψ sind durch die Vormagnetisierung der Permanentmagnete im Rotor und des nichtlinearen Verhaltens aufgrund der Eisensättigung nicht proportional zum Strom I . Aufgrund der Eisensättigung folgt abweichend zum linearen Fall bei welchem die Summe aller Flussverkettungen Null ergibt, eine Summe (2.10) ungleich Null. Die Nullflussverkettung ψ_0 wird berechnet nach Gleichung (2.11).

$$\psi_a + \psi_b + \psi_c = \psi_0 \neq 0 \quad (2.10)$$

In den sechs Zonen liegen jeweils die Hin- und Rückleiter der drei Wicklungen. Die sich überlagernden Flüsse bilden die Flussverkettungen. Durch die nichtlineare Überlagerung der Flussverkettungen bildet sich die Gleichtaktkomponente ψ_0 der Flussverkettung mit jeweils drei Minima und Maxima von $\gamma = 0^\circ \dots 120^\circ \dots 240^\circ \dots 360^\circ$ aus [29, S.74 ff.]. Diese Gleichtaktkomponente wird mit einer Schwingung der dreifachen Frequenz und ihren Vielfachen zur Kreisfrequenz ω beschrieben. Die Nullflussverkettung ist strom-, sowie zeit- beziehungsweise über den Zusammenhang $\omega t = \gamma$ bei konstanter Kreisfrequenz winkelabhängig.

$$\psi_0 = \frac{1}{3} (\psi_a + \psi_b + \psi_c) \quad (2.11)$$

Die Nullflussverkettung ist bei realen elektrischen Maschinen aufgrund des Sättigungsverhaltens des Eisenmaterials immer vorhanden. Eine zusätzliche Nullflussverkettung aufgrund von Fertigungseinflüssen [8] oder Fehlerfällen, welche zusätzliche Asymmetrie zu den Sättigungseffekten hervorrufen, wird in dieser Arbeit nicht betrachtet.

Die Auswirkungen auf das Betriebsverhalten der Nullflussverkettung bei Sternschaltung und bei Dreieckschaltung sind aufgrund der Rückwirkung des Nullstroms unterschiedlich.

Im Fall der Sternschaltung (bei üblicherweise nicht angeschlossenem Sternpunkt) folgt durch die Änderung der Nullflussverkettung eine induzierte

Spannung am gemeinsamen Sternpunkt der Wicklungen nach dem Induktionsgesetz Abb. 2.2(a). Diese Spannung wird als Sternpunktspannung oder auch Nullspannung bezeichnet. Durch den nicht angeschlossenen Sternpunkt fließt kein Strom aufgrund dieser Spannung, es folgt somit kein Nullstrom und keine direkte Rückwirkung auf das Drehmoment und das Betriebsverhalten.

In der Dreieckschaltung bewirkt die Änderung der Nullflussverkettung eine induzierte Spannung. Aufgrund des zweiten Kirchhoff'schen Gesetz (Maschenregel) ergibt sich jedoch bei der Schaltung der Wicklungen im Dreieck die Summe aller Spannungen zu Null Abb. 2.2(b). Es ist keine messbare Nullspannung an den Klemmen der Maschine vorhanden. Die Nullspannung liegt dabei direkt an den drei Wicklungen an und verursacht den beschriebenen Nullstrom i_0 als Gleichtaktkomponente. Der Nullstrom i_0 ist deshalb auch nicht in den Zuleitungsströmen enthalten.

$$u_{12} + u_{23} + u_{31} = 0 \quad (2.12)$$

Anmerkung: Der Strom i_0 wird in der Literatur häufig auch als Kreisstrom bezeichnet, ist jedoch nicht zu verwechseln mit den Kreisströmen aufgrund paralleler Schaltung der Spulen innerhalb der Wicklungen der PMSM. Die Kreisströme aufgrund der parallelen Schaltung der Spulen werden in dieser Arbeit nicht betrachtet.

Der Nullstrom bei der Dreieckschaltung der PMSM wirkt dabei seiner Ursache entgegen (Lenz'sches Gesetz) und beeinflusst die Flussverkettungen. Bei Dreieckschaltung kann betriebspunktabhängig eine verringerte Sättigung im Eisenkreis im Vergleich zu einer Sternschaltung festgestellt werden [E2, S5]. Aufgrund des Nullstroms und der Nullflussverkettung findet ebenfalls Verschiebung des Arbeitspunktes auf der BH-Kurve statt. Dies beeinflusst das nichtlineare Verhalten der Flussverkettungen $\psi_{a,b,c}$. Mit den Ergebnissen der FEM Simulation und den Messergebnissen konnte eine Frequenzabhängigkeit der Nullflussverkettung, des Nullstroms sowie der Flussverkettungen bei Dreieckschaltung festgestellt werden. Bei steigender Kreisfrequenz zeigen die Nullflussverkettung wie auch der Nullstrom ein bedämpftes Verhalten. Bei der Sternschaltung existiert kein Nullstrom, somit sind weisen auch die $\psi_{a,b,c}$ Flussverkettungen keine Frequenzabhängigkeit auf.

Die Nullflussverkettung und der sich einstellende Nullstrom sind um 90° phasenverschoben und somit orthogonal zueinander. Das Kreuzprodukt aus den orthogonalen Komponenten der Nullflussverkettung und dem Nullstrom führt zu einem zeitlich abhängigen, parasitären Drehmomentbeitrag [4, S.1026 ff.].

Aufgrund des unterschiedlichen Betriebsverhaltens in Stern- und Dreieckschaltung ist die direkte Umrechnung beider Wicklungskonfigurationen auch bei gleicher Geometrie mit der Stern-Dreieck-Transformation nicht zulässig. Sternschaltung und Dreieckschaltung müssen immer einzeln betrachtet werden, da diese sich in ihrem Betriebsverhalten und ihrer Modellbildung unterscheiden.

Die Flussverkettungen der PMSM werden bei Vernachlässigung der Temperaturabhängigkeit und unter Beachtung der zuvor beschriebenen betriebspunktabhängigen Effekte als mehrdimensionale Funktion nach (2.13) abhängig von den Strömen, der Rotorposition und der Kreisfrequenz für die weiteren Berechnungen angenommen. Die Einheit der Flussverkettungen ist Vs.

$$\psi_{a,b,c} = f_{a,b,c}(i_{a,b,c}, \gamma, \omega) \quad (2.13)$$

Der ohmsche Strangwiderstand wird wie beschrieben vereinfacht und ist als temperaturunabhängiger Gleichstromwiderstand mit konstantem Widerstandswert R in der Einheit Ω angenommen.

Die mehrdimensionalen Flussverkettungen und der Statorwiderstand bilden die Grundlage der im Folgenden herzuleitenden transformierten Systemgleichung sowie des zugehörigen transformierten Ersatzschaltbilds im rotororientierten dq0-Koordinatensystem.

2.1.3 Transformierte Systemgleichung

Für Regelungen und Simulationen ist es zweckmäßig, die für die drei Phasen im statororientierten Koordinatensystem aufgestellten Systemgleichungen in rotororientierte Koordinaten zu überführen. Im Folgenden wird zum Verständnis zuerst diese Transformationsvorschrift und deren Einfluss auf die Größen des dreiphasigen (a, b, c) Systems an einem vereinfachten Beispiel erläutert. Danach erfolgt die Transformation der dreiphasigen Systemgleichungen und des grafischen Ersatzschaltbilds in das rotororientierte dq0-Koordinatensystem. Desweiteren werden die Begriffe der inneren Leistung, des inneren Drehmoments sowie der differentiellen Induktivitäten eingeführt.

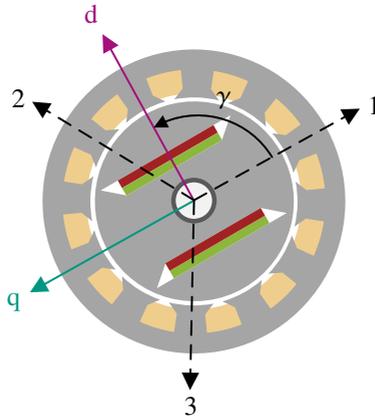


Abbildung 2.5: Darstellung des Schnitts durch eine PMSM mit eingezeichnetem dq-Koordinatensystem.

dq0-Transformation

Bei ideal sinusförmigen Eingangsgrößen werden die zeitlich veränderlichen Größen des Dreiphasensystems durch die dq0-Transformation in Gleichgrößen im transformierten Koordinatensystem überführt. Die hierfür nötige Transformationsvorschrift kann verschiedenst dargestellt und interpretiert werden [30]. Folgend wird die bekannte dq-Transformation hergeleitet und der Bezug zu der PMSM hergestellt. Grundlage der dq-Transformation ist, dass mehrphasige elektrische Systeme und Größen mittels Raumzeigern (der vektoriellen Addition der Komponenten) beschrieben werden können. Die Amplituden der resultierenden Raumzeiger sind so skaliert, dass deren Länge der Amplitude der dreiphasigen Größen entspricht. Dies wird als amplitudeninvariante Transformation bezeichnet und bedingt den Faktor $\frac{2}{3}$ als Skalierungsfaktor für die Länge des Raumzeigers [30].

Aufbauend auf der Annahme dieser Raumzeiger hat Anfang des 20. Jahrhunderts unter anderem Robert H. Park die Darstellung der dreiphasigen symmetrischen elektrischen Maschinen in rotororientierter Raumzeigerdarstellung veröffentlicht [19]. Bei der PMSM wird dabei angenommen, dass die zeitlich versetzten sinusförmigen dreiphasigen Ströme gleicher Amplitude, welche die räumlich um einen Winkel von 120° versetzten Stränge der elektrischen Maschine durchfließen, einen mit der Wicklung verketteten Fluss erzeugen. Diese Flussverkettung ist, wie auch die Größen von Strom und Spannung, als Raumzeiger der Momentanwerte darstellbar. Orientiert man nun ein orthogonales kartesisches Koordinatensystem an der Rotorposition γ des sich mit der Frequenz ω drehenden Rotors der PMSM (siehe Abb. 2.5) ergeben sich bei sinusförmigen Strömen und Spannungen der Frequenz ω die resultierenden Raumzeiger der Flussverkettungen als Gleichgrößen. Das orthogonale Koordinatensystem wird durch eine d- und eine q-Achse beschrieben. Die d-Achse wird auf die Richtung der Permanentmagnete des Rotors gelegt, die orthogonale q-Achse ist um 90° versetzt. Das Koordinatensystem ist in Abb. 2.5 eingezeichnet. Eine zu jedem Zeitpunkt eindeutige dq-Transformation und Rücktransformation der Größen ist im angenommenen Fall jedoch nur unter der Voraussetzung gegeben, dass eine eventuelle Nullkomponente nicht existiert. Die Nullkomponente ist die Gleichtaktkomponente aller drei Stranggrößen und kann durch die letzte Zeile der Transformationsmatrix (2.14) ermittelt werden.

$$\begin{pmatrix} y_d(t) \\ y_q(t) \\ y_0(t) \end{pmatrix} = \underbrace{\frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\gamma(t)) & \cos\left(\gamma(t) - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma(t) - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\gamma(t)) & -\sin\left(\gamma(t) - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma(t) - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}}_{\mathbf{T}} \begin{pmatrix} y_a(t) \\ y_b(t) \\ y_c(t) \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

In [31, S.41 ff.] wird die Nullkomponente im quasistationären Betrieb als eine harmonische zeitvariante Funktion beschrieben. Berücksichtigt man die Nullkomponente, dann sind die Transformation und die Rücktransformation eineindeutig. Die Transformationsmatrix \mathbf{T} inklusive der letzten Zeile der Nullkomponente ist in Gleichung (2.14) dargestellt. Diese Transformation wird im Weiteren als dq0-Transformation bezeichnet. Die Variable y repräsentiert im Fall der elektrischen Maschine die physikalischen Größen Strom, Spannung und Flussverknüpfung $y \in \{i, u, \psi\}$. Die Komponenten des orthogonalen rotorbezogenen Systems sind mit d und q indiziert. Das orthogonale dq-Koordinatensystem wird in der Literatur häufig auch in komplexer Schreibweise verwendet. Der Realteil der komplexen Zahl entspricht dem Wert der Größe in der d-Achse, der Imaginärteil der komplexen Zahl dem Wert der Größe in der q-Achse. Das Nullsystem ist indiziert mit 0 und wird als skalare zeitabhängige Funktion betrachtet. Die inverse Park Transformationsmatrix \mathbf{T}^{-1} ergibt Gleichung (2.15). Es folgt aus den Matrizeneigenschaften, dass die Transformationsmatrix multipliziert mit ihrer Inversen die Einheitsmatrix ergeben muss $\mathbf{T} \mathbf{T}^{-1} = \mathbf{I}_3$.

$$\mathbf{T}^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\gamma(t)) & -\sin(\gamma(t)) & 1 \\ \cos\left(\gamma(t) - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma(t) - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\gamma(t) - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma(t) - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

Im Fall der von Park ursprünglich ideal angenommenen, linearen und isotropen elektrischen Maschine folgen durch die Transformation im quasistationären Betrieb Gleichgrößen in den dq-Komponenten, die Nullkomponente verschwindet in diesem Fall. Bei realen PMSM sind die dq-Größen auch im quasistationären Betrieb mit $\omega \cdot t = \gamma$ abhängig von der Rotorposition. Ursache sind die Eisensättigung, die Geometrie des Rotors sowie der nicht exakt sinusförmige Strombelag aufgrund der Wicklungsausführung mit Nuten und Zähnen. Im Betrieb ergibt sich keine sinusförmige Felderregerkurve, sondern es entstehen Oberwellen im Luftspaltfeld der PMSM. Diese Oberwellen prägen sich in den d- und q-Komponenten winkelabhängig aus. Auch die Nullkomponente bildet einen Teil dieser Winkelabhängigkeiten. Die Nullkomponente der Flussverknüpfungen

ist bei beiden Wicklungskonfigurationen vorhanden. In Dreieckschaltung stellt sich ein Nullstrom, in Sternschaltung eine Nullspannung ein.

Zur Veranschaulichung der Transformation ist in Abb. 2.6 der Zeitverlauf der dreiphasigen Eingangsgrößen („abc“) und der daraus transformierten dq0-Größen für unterschiedliche Szenarien der Zusammensetzung der Eingangsgrößen dargestellt. Die Frequenz ω ist als konstant angenommen. Zur einfacheren Darstellung sind diese Größen über eine Periode des Transformationswinkels γ dargestellt. Auf der x-Achse ist der Winkel der sinusförmigen Grundgröße von 0° bis 360° aufgetragen.

In den drei Beispielen ((b), (c), (d)) wird den ideal sinusförmigen dreiphasigen Größen („g“) aus (a) die Nullkomponente „n“ und die Oberschwingungen „h“ überlagert und mittels dq0-Komponenten dargestellt. Die Nullkomponente ist die Gleichtaktkomponente, welche mit gleicher Phase und gleichem Betrag, mit dreifacher Frequenz zu „g“, auf alle drei Eingangsgrößen „abc“ addiert wird. Sie ist in den oberen Grafiken braun dargestellt. Die addierten Oberschwingungen sind als Dreiphasensystem „h“ um 120° zueinander verschoben. Die Frequenz beträgt ein Vielfaches (hier das Fünffache) der Frequenz von „g“. Von oben nach unten werden in Abb. 2.6 erst die Bestandteile der Beispielsignale einzeln, dann die daraus zusammengesetzten Beispielsignale und anschließend die in ein um den Winkel γ gedrehtes Koordinatensystem transformierten Größen dargestellt.

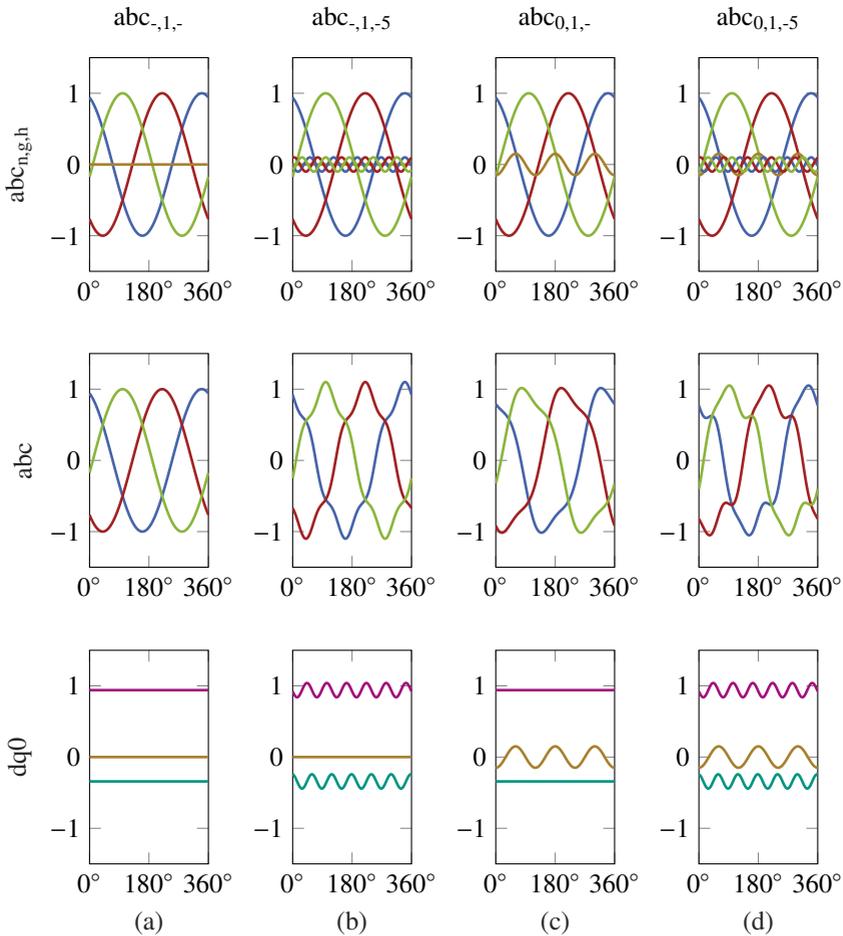


Abbildung 2.6: Darstellung der dreiphasigen, superpositionierten und der dq0-Komponenten über die Rotorposition. In der Zeile „ $abc_{n,g,h}$ “ sind jeweils die einzelnen Größen: Der Sinus „g“, die Oberwellen „h“ und die Nullkomponente „n“ dargestellt. Zeile „abc“ beschreibt die addierten Zeitverläufe. Die dq0-transformierten Größen sind Zeile „dq0“ gezeigt. Farblich gekennzeichnet sind die Zuordnung zu den Phasen a in blau, b in rot, c in grün. Die dq0-transformierten Größen sind in der q-Achse in cyan und in der d-Achse violett. Die Nullkomponente ist in braun eingezeichnet.

(a) In Abb. 2.6 (a) ist ein ideales, sinusförmiges dreiphasiges System ohne Nullkomponente dargestellt. Dies führt zu einem idealen Gleichsystem ohne die Nullkomponente. Die Zeitverläufe können als äquivalente Raumzeiger dargestellt werden. Für Abb. 2.6 (a) ist dies in Abb. 2.7 (a) gezeichnet. Diese dq0-Raumzeiger sind zu jedem festen Zeitpunkt $t_{1...3}$ konstant. In den Abbildungen der Raumzeiger Abb. 2.7 und 2.8 ist zur Übersichtlichkeit das dq-Koordinatensystem feststehend eingezeichnet. Die Drehung des Transformationswinkels γ ist durch die Drehung des zugrundeliegenden dreiphasigen abc-Systems, durch die Drehung der drei ursprünglichen Raumzeiger Koordinatenachsen $\gamma(t_1), \gamma(t_2), \gamma(t_3)$, angedeutet. Die vektorielle Addition der dreiphasigen Komponenten ergibt den resultierenden Raumzeiger. Die Projektion dieses Raumzeigers auf die dq-Koordinatenachsen sind die d- und q-Komponenten. Dabei liegt das schwarze Kreuz als Spitze des Raumzeigers aus Sicht des dq-Systems immer auf der gleichen Stelle und stellt somit eine Gleichgröße dar.

(b) In [20] ist gezeigt, dass bei nichtlinearen und hochausgenutzten im Stern geschalteten PMSM die Dynamik der Regelung vorerst nicht von der Nullkomponente und den Oberwellen abhängig ist. Eine ausreichende Beschreibung ist durch das Gleichgrößensystem der mittleren Periodenwerte („g“) gegeben. Die Berücksichtigung der Winkelabhängigkeiten insbesondere im Strom erfolgt in der vorgestellten Regelung erst in einem erweiterten Regelschema. Die Oberwellen führen zu höheren harmonischen Frequenzen, ausgehend von der in der Transformation betrachteten Frequenz ω . Die dq0-Komponenten müssen zeitabhängig beziehungsweise winkelabhängig beschrieben werden. Die Oberwellen sind in Bezug zur mit der Frequenz ω umlaufenden Grundwelle als mit- beziehungsweise gegenläufiges dreiphasiges System beschreibbar. Eine detailliertere Herleitung findet sich hierzu in [4, 23].

Durch die dq0-Transformation werden diese Frequenzen, prinzipbedingt, ausschließlich mit der Differenz zur Frequenz ω im transformierten Koordinatensystem abgebildet. Als Beispiel, kann die in der elektrischen Maschine auftretende -5. und +7. harmonische Frequenz aufgeführt werden. Diese überlagert sich zu einer 6. harmonischen Frequenz in den transformierten Größen. In Abb. 2.6 (b) ist die Superposition der -5. harmonischen dreiphasigen Frequenz mit der Grundwelle dargestellt. Die Transformation führt folgend nicht zu einem Gleichgrößensystem, sondern beinhaltet einen zeit- und somit winkelabhängigen Anteil. Diese ergibt im dq-Koordinatensystem einen Gleichanteil mit einer sichtbar überlagerten 6. harmonischen Frequenz in den dq-Komponenten. Dies

kann auch als Raumzeiger dargestellt werden. In Abb. 2.7 (b) folgt die Spitze des Raumzeigers, als vektorielle Summe der dreiphasigen Größen, der skizzierten Kreisbahn. Die Kreisbahn wird dabei innerhalb einer Periode sechsmal durchlaufen (6. harmonische Frequenz).

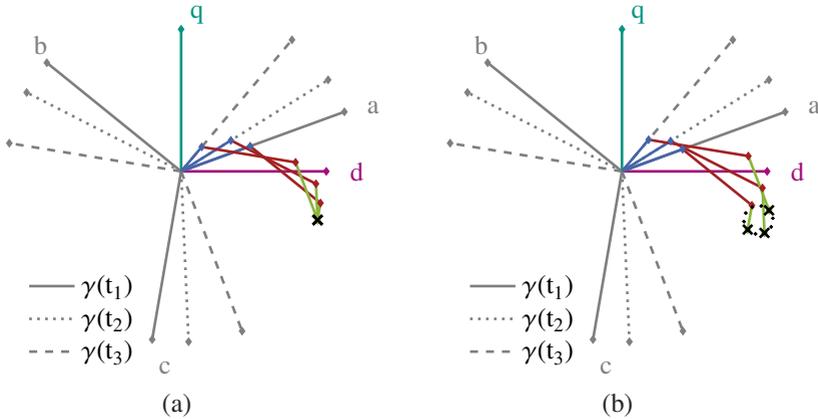


Abbildung 2.7: Darstellung der Raumzeiger der dreiphasigen Größen und der zugehörigen Achsen des dreiphasigen und des dq-Koordinatensystems. Das Koordinatensystem der dreiphasigen Größen ist in grau für verschiedene Zeitpunkte aufgetragen. Die dreiphasigen Zeiger sind: a in blau, b in rot, c in grün. Der Endpunkt der vektoriellen Addition ist mit einem schwarzen Kreuz eingezeichnet. Dies entspricht dem Endpunkt des Raumzeigers in dreiphasigen Größen und in dq-Größen. Die Achsen des dq-Systems sind für q in cyan und für d in violett gezeigt. Abbildung (a) zeigt stellt die Raumzeiger aus Abb. 2.6 (a) dar. Abbildung (b) zeigt die Raumzeiger der Abb. 2.6 (b).

(c) Zum Verständnis der Nullkomponente wird zuerst der lineare, ideal symmetrische Fall aus Abb. 2.6 (a) um die Nullkomponente erweitert. Die Nullkomponente wird für das gezeigte Beispiel der Grundwelle, gleichphasig mit dreifacher Frequenz, überlagert. Dies ist in Abb. 2.6 (c) dargestellt. Die dq0-Transformation bildet die Nullkomponente ausschließlich in das Nullsystem ab. Auch diese Darstellung kann als Raumzeiger dargestellt werden. In Abb. 2.8 (b) ist die Darstellung mit eingepprägter Nullkomponente abgebildet. Bei genauer Betrachtung stellt man fest, dass die resultierenden dq-Komponenten unverän-

dert sind, jedoch die addierten dreiphasigen Raumzeiger in ihrer Länge und ihrem Winkel im Bezug zur nullkomponentenfreien Darstellung aus (a) zeitlich (beziehungsweise winkelabhängig) variieren.

(d) In Abb. 2.6 (d) ist zur Vollständigkeit der Verlauf der dreiphasigen Größen, der superpositionierten Größen und der dq0-transformierten Größen inklusive der Nullkomponente und Oberwellen dargestellt. Diese Raumzeigerdarstellung kann aus den beiden Raumzeigerdarstellungen überlagert werden. Auf eine Abbildung der resultierenden Raumzeiger wird aus Gründen der Übersichtlichkeit verzichtet.

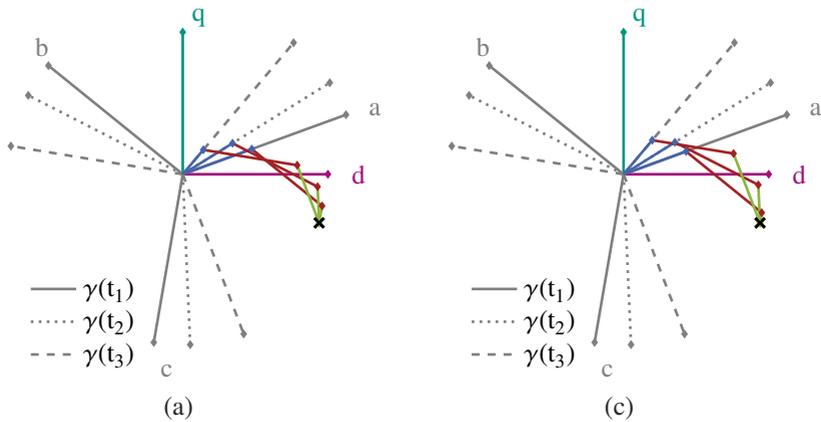


Abbildung 2.8: Darstellung der Raumzeiger der dreiphasigen Größen und der zugehörigen Achsen des dreiphasigen und des dq-Koordinatensystems. Das Koordinatensystem der dreiphasigen Größen ist in grau für verschiedene Zeitpunkte aufgetragen. Die dreiphasigen Zeiger sind: a in blau, b in rot, c in grün. Der Endpunkt der vektoriellen Addition ist mit einem schwarzen Kreuz eingezeichnet. Dies entspricht dem Endpunkt des Raumzeigers in dreiphasigen Größen und in dq-Größen. Die Achsen des dq-Systems sind für q in cyan und für d in violett gezeigt. Abbildung (a) zeigt die Raumzeiger der Abb. 2.6 (a). Abbildung (c) zeigt die Raumzeiger der Abb. 2.6 (c).

Transformation der Systemgleichung

Die Anwendung der dq0-Transformation auf die dreiphasigen Systemgleichungen (2.4) ermöglicht die Darstellung des Ersatzschaltbilds im rotororientierten Koordinatensystem. In der Literatur ist das Ersatzschaltbild im rotororientierten Koordinatensystem oft mit absoluten und differentiellen Induktivitäten, dem Widerstand und Spannungsquellen dargestellt. Aufbauend auf diesem wurden Winkelabhängigkeiten sowie die Nullkomponente ergänzt [15–17]. Eine Beschreibung mit Flussverkettungen anstatt den Induktivitäten und Spannungsquellen ist gleichwertig und wird von einigen Autoren bevorzugt [14, 32, 33]. Die Grundlage dieser Darstellung ist das gezeigte dreiphasige Ersatzschaltbild mit dem Statorwiderstand R und der Beschreibung mittels der Flussverkettungen $\psi_{a,b,c}$. Bei der bekannten Modellbildung der PMSM in Sternschaltung wird die Nullflussverkettung meist vernachlässigt [32, 33]. Auch die Beschreibung der Auswirkungen der Oberwellen auf das Betriebsverhalten wird in den meisten Ansätzen nicht ausreichend diskutiert. Folgend soll eine allgemeinere Herleitung der transformierten Systemgleichungen für beide Wicklungskonfigurationen der PMSM in Stern- und Dreieckschaltung gezeigt werden.

Für die Berechnungen der Parameteridentifikation im Kapitel 3 sind die Gleichungen in Matrixschreibweise, wie auch in [23] eingeführt, erforderlich. Eine Herleitung in komplexer Zeigerdarstellung wie in [20] wäre ebenfalls möglich.

Die dreiphasigen Systemgleichungen beschrieben mit Vektoren und Matrizen sind in (2.16) dargestellt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit werden die zeitlichen Abhängigkeiten $\mathbf{u}_{abc}(t)$, $\mathbf{i}_{abc}(t)$, $\Psi_{abc}(t)$ in der Herleitung der transformierten Gleichungen nicht ausgeschrieben.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix}}_{\mathbf{u}_{abc}} = \underbrace{\begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix}}_{\mathbf{R}} \underbrace{\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}}_{\mathbf{i}_{abc}} + \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{pmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{pmatrix}}_{\Psi_{abc}} \quad (2.16)$$

Für die weiteren Berechnungen wird die Gleichung (2.16) in Vektorschreibweise vereinfacht dargestellt. Der Vektor der Spannungen ist \mathbf{u}_{abc} ,jenige der Ströme \mathbf{i}_{abc} , derjenige der Flussverkettungen Ψ_{abc} . Die Matrix des ohmschen Widerstands wird als \mathbf{R} bezeichnet. \mathbf{R} ist die Einheitsmatrix multipliziert mit dem Statorwiderstand R . Es ergibt sich die vollständige Systemgleichung in Matrixschreibweise nach Gleichung (2.17).

$$\mathbf{u}_{abc} = \mathbf{R} \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_{abc} \quad (2.17)$$

Für die transformierten Spannungen der Systemgleichungen als Vektor folgt (2.18).

$$\mathbf{u}_{dq0} = \mathbf{T} \mathbf{u}_{abc} \quad (2.18)$$

\mathbf{T} ist die beschriebene dq0-Transformationsmatrix. Mit der gleichen Berechnungsvorschrift wird auch die rechte Seite der Systemgleichung (2.17) transformiert, es folgt Gleichung (2.19).

$$\mathbf{u}_{dq0} = \mathbf{T} \left(\mathbf{R} \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_{abc} \right) \quad (2.19)$$

Ausmultiplizieren und Vereinfachen von (2.19) sowie die Berücksichtigung der mathematischen Kettenregel für die sich zeitlich ändernde Rotorposition mit dem Transformationswinkel γ führt auf Gleichung (2.20).

$$\mathbf{u}_{dq0} = \mathbf{R} (\mathbf{T} \mathbf{i}_{abc}) + \frac{d}{dt} (\mathbf{T} \boldsymbol{\Psi}_{abc}) + \omega \cdot \mathbf{E}_{abc} \quad (2.20)$$

Die zeitliche Ableitung der Rotorposition γ wird als die Kreisfrequenz ω der elektrischen Größen im Stator, nach Gleichung (2.21) angenommen.

$$\frac{d}{dt} \gamma = \omega \quad (2.21)$$

Die Matrix \mathbf{E}_{abc} aus (2.20) folgt mit den Termen der inneren Ableitung der Transformationsmatrix \mathbf{T} nach der mathematischen Kettenregel. Mit der Definition der Komponenten der dq0-Transformation kann die Matrix vereinfacht werden. Dazu werden die ersten beiden Zeilen der Matrix (2.22) durch die d- und q-Komponenten substituiert.

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{abc} &= \frac{2}{3} \begin{pmatrix} -\sin(\gamma(t)) & -\sin(\gamma(t) - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\gamma(t) - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\gamma(t)) & \cos(\gamma(t) - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma(t) - \frac{4\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{pmatrix} \\ &\Rightarrow \mathbf{E}_{abc} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.22)$$

In Gleichung (2.20) kann die Matrix $\mathbf{T} \mathbf{i}_{abc}$ durch die transformierte Matrix \mathbf{i}_{dq0} und $\mathbf{T} \boldsymbol{\psi}_{abc}$ durch $\boldsymbol{\psi}_{dq0}$ ersetzt werden. Durch Umformulierung der Gleichung (2.22) und Einsetzen der transformierten Größen ergibt sich die bekannte rotororientierte dq-Systemgleichung (2.23) sowie die Nullkomponente.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{u}_{dq0}} = \underbrace{\begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix}}_{\mathbf{R}} \underbrace{\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{i}_{dq0}} + \underbrace{\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{pmatrix}}_{\boldsymbol{\psi}_{dq0}} + \underbrace{\omega \cdot \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{E}_{dq0}} \underbrace{\begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{pmatrix}}_{\boldsymbol{\psi}_{dq0}} \quad (2.23)$$

Die dq0-Systemgleichung (2.23) kann wie auch die dreiphasigen Gleichungen in eine Ersatzschaltbilddarstellung überführt werden. Die Terme der Matrix $\omega \cdot \mathbf{E}_{dq0} \boldsymbol{\psi}_{dq0}$ werden im Ersatzschaltbild der dq-Komponenten als Spannungsquellen beschrieben.

Die d- und q-Komponenten sind für beide Wicklungskonfigurationen in Stern- und Dreieckschaltung äquivalent [6, 20].

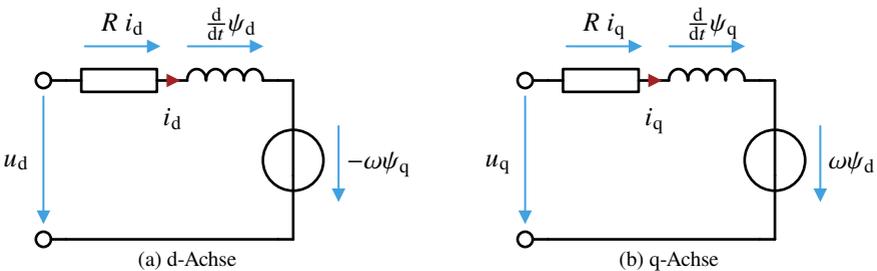


Abbildung 2.9: Ersatzschaltbild der PMSM in dq-Komponenten. Dies ist für Stern- und Dreieckschaltung gültig.

Das Ersatzschaltbild der Nullkomponente, im Vergleich zu den dq-Komponenten, muss für Stern- und Dreieckschaltung unterschiedlich aufgestellt werden. Durch die Schaltung der Wicklungen im Dreieck kann ein Strom i_0 fließen. Dies ist durch den geschlossenen Stromkreis im Ersatzschaltbild dargestellt. Das Ersatzschaltbild der Nullkomponente der Dreieckschaltung ist in Abb. 2.10 gezeigt.

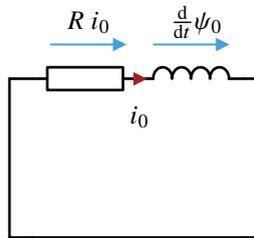


Abbildung 2.10: Ersatzschaltbild der Nullkomponente für eine im Dreieck geschaltete PMSM.

In Sternschaltung wird der nicht angeschlossene Sternpunkt als offene Klemme dargestellt. Dort wird als Nullkomponente die induzierte Spannung u_0 betrachtet. Ein Strom i_0 kann aufgrund des offenen Anschlusses nicht fließen. Der Term $R \cdot i_0$, welcher das Betriebsverhalten beeinflusst, existiert nicht. Das Ersatzschaltbild der Nullkomponente für Sternschaltung ist in Abb. 2.11 abgebildet.

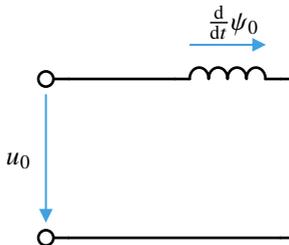


Abbildung 2.11: Ersatzschaltbild der Nullkomponente für eine im Stern geschaltete PMSM.

Interpretation

Der Widerstandswert R ist in der dreiphasigen Systemgleichung und im transformierten Koordinatensystem aufgrund der Transformationsvorschrift gleich. Dieser kann über die Matrix \mathbf{R} aus (2.23) beschrieben werden.

Die Flussverkettungen als Modellparameter wurden in der Vergangenheit meist nur in d- und q-Komponenten mit Vernachlässigung der Nullkomponente betrachtet. In transformierten Größen unterliegen auch die Flussverkettungen als Parameter des Modells den beschriebenen Effekten der Eisensättigung, Kreuzverkopplung, Oberwellen und thermischen Abhängigkeiten. Durch die

Transformation ergeben sich in den Systemgleichungen der PMSM, insbesondere bei Dreieckschaltung, einige Besonderheiten. Betrachtet man die von den Flussverkettungen Ψ_{dq0} abhängigen Terme der Gleichung (2.23), so sind diese als Matrix-Vektor-Produkt beschreibbar. In diesem Matrix-Vektor-Produkt ist ersichtlich, dass die Nullzeile unabhängig von den dq-Komponenten berechenbar ist. Dies kann auch über die zugehörigen Eigenwerte der Matrizen gezeigt werden.

Die dq-Komponenten der Matrix beschreiben ein verkoppeltes Differentialgleichungssystem abhängig von der Zeit. Die Nullkomponente ist nicht mit den dq-Komponenten verkoppelt und ausschließlich zeitabhängig. Somit ist es möglich, die Systemgleichungen separat in dq-Komponenten und in der Nullkomponente zu betrachten. Dies erlaubt auch die Darstellung der Maschine als galvanisch nicht gekoppelte Stromkreise in unabhängigen Ersatzschaltbildern gemäß den Abb. 2.9, 2.11 und 2.10 erlaubt.

Wie die dreiphasigen Größen können auch die Flussverkettungen in dq0-Komponenten als mehrdimensionale Funktion dargestellt werden. Durch die dq0-Transformation werden die dreiphasigen Flussverkettungen der Stränge als orthogonale dq-Komponenten und eine zusätzliche Nullkomponente abgebildet. In [14] werden die dq0-Flussverkettungen der Dreieckschaltung als mehrdimensionale Funktion, nach Gleichung (2.24) vorgeschlagen.

$$\Psi_{dq0} \Big|_{\omega=\text{konst.}} = f(i_d, i_q, i_0, \gamma) \quad (2.24)$$

Diese Beschreibung der Flussverkettungen nach (2.24) ist nur dann zulässig, wenn sich die Nullflussverkettung über den Nullstrom unabhängig vom Rotorpositionswinkel γ , welcher abhängig von der Zeit t ist, einstellen lässt. Das ist jedoch nur durch eine zusätzliche Quelle für den Strom i_0 bei Dreieckschaltung, beispielsweise in der numerischen Simulation (FEM) und nicht am Prüfstand im Stromrichterbetrieb möglich. In einer PMSM im Stromrichterbetrieb besteht aufgrund der Maschenregel keine Möglichkeit den Strom i_0 unabhängig von den dq-Strömen oder der Frequenz einzustellen.

Somit kann auch die Nullflussverkettung, als Auswirkung beziehungsweise Ursache des Nullstroms nicht durch den Stromrichter beeinflusst werden. Gleiches gilt für Sternschaltung bei nicht angeschlossenem Sternpunkt. Die Nullflussverkettung als Gleichtaktkomponente ist somit nur abhängig von den dq-Komponenten der Flussverkettungen. Mit $\omega \cdot t = \gamma$ folgt im Normalbetrieb aus der zeitlichen Abhängigkeit direkt die äquivalente Abhängigkeit von der Rotorposition. Die Frequenz ω ist als konstant angenommen.

Es folgt aus der Nullflussverkettung nach der Systemgleichung der Nullstrom in

Dreieckschaltung als $i_0(t)$ mit $i_0(\gamma)$. In Sternschaltung kann die Nullspannung mit $u_0(t)$ dargestellt werden, äquivalent gilt $u_0(\gamma)$. Die transformierten Flussverkettungen sind abhängig vom dq-Strom und der Rotorposition bei konstanter Frequenz ω . Die Flussverkettungen können als mehrdimensionale Funktionen zu jeweils konstanten Frequenzen abhängig vom dq-Strom und der Rotorposition nach Gleichung (2.25) dargestellt werden.

$$\Psi_{dq0} \Big|_{\omega=\text{konst.}} = f(i_d, i_q, \gamma) \quad (2.25)$$

Zeitliche Ableitungen der Flussverkettungen

Obwohl die Darstellung der Modellparameter als Flussverkettungen erfolgt, sind für die Herleitung der Berechnung der Flussverkettungen an späterer Stelle die Induktivitäten notwendig. Im linearen Fall ist die Induktivität der Proportionalitätsfaktor zwischen dem Strom und der Flussverkettung. Aufgrund des nichtlinearen Verhaltens heutiger PMSM müssen die Induktivitäten über das totale Differential gebildet werden. Diese sind nur in einem kleinen Betriebsbereich der Maschine gültig. Die einzelnen partiellen Ableitungen des totalen Differentials werden als differentielle Induktivitäten der PMSM bezeichnet.

Die Beschreibung der PMSM mit Induktivitäten ist im Vergleich zur Beschreibung mit den Flussverkettungen aufwendiger, bietet jedoch bei der Parameteridentifikation Vorteile. Die Bildung des totalen Differentials durch die partiellen Ableitungen der dq-Flussverkettungen (2.25) nach ihren Argumenten, den dq-Strömen i_d, i_q , und die partiellen Ableitungen der Flussverkettungen nach dem Rotorpositionswinkel γ führt auf die differentielle Induktivitäten $L_{dd}, L_{dq}, L_{qq}, L_{d0}, L_{q0}$ sowie die differentielle Winkelabhängigkeit $\Gamma_d, \Gamma_q, \Gamma_0$. Die Berechnung dieser partiellen Ableitungen, bei konstanter Frequenz ω , ist in (2.26) bis (2.28) dargestellt [34].

$$\left. \frac{d\psi_d}{dt} \right|_{\omega=\text{konst.}} = \underbrace{\frac{\partial\psi_d}{\partial i_d}}_{L_{dd}} \frac{di_d}{dt} + \underbrace{\frac{\partial\psi_d}{\partial i_q}}_{L_{dq}} \frac{di_q}{dt} + \underbrace{\frac{\partial\psi_d}{\partial \gamma}}_{\Gamma_d} \frac{d\gamma}{dt} \quad (2.26)$$

$$\left. \frac{d\psi_q}{dt} \right|_{\omega=\text{konst.}} = \underbrace{\frac{\partial\psi_q}{\partial i_d}}_{L_{dq}} \frac{di_d}{dt} + \underbrace{\frac{\partial\psi_q}{\partial i_q}}_{L_{qq}} \frac{di_q}{dt} + \underbrace{\frac{\partial\psi_q}{\partial \gamma}}_{\Gamma_q} \frac{d\gamma}{dt} \quad (2.27)$$

$$\left. \frac{d\psi_0}{dt} \right|_{\omega=\text{konst.}} = \underbrace{\frac{\partial\psi_0}{\partial i_d}}_{L_{d0}} \frac{di_d}{dt} + \underbrace{\frac{\partial\psi_0}{\partial i_q}}_{L_{q0}} \frac{di_q}{dt} + \underbrace{\frac{\partial\psi_0}{\partial \gamma}}_{\Gamma_0} \frac{d\gamma}{dt} \quad (2.28)$$

Die in der Literatur häufig beschriebene Nullinduktivität ist Teil der winkelabhängigen Nullflussverkettung und muss nicht eigenständig betrachtet werden. Eine direkte Berechnung der Nullinduktivität als partielle Ableitung (die Ableitung einer unabhängigen Komponente) der Nullflussverkettung (2.25) nach dem Strom i_0 ist nicht möglich. Die Flussverkettung ψ_0 und der Strom i_0 sind beide abhängig von der Rotorposition γ . Ändert sich die Rotorposition mit $\gamma(t)$ dann ändert sich auch die Nullflussverkettung mit $\psi_0(t)$ beziehungsweise $\psi_0(\gamma)$ und somit auch der Nullstrom. Die Zerlegung in eine Strom- und eine separate Winkelabhängigkeit der Nullflussverkettung wie bei den dq-Flussverkettungen ist nicht möglich.

Eine Berechnung der Nullinduktivität ist auch nur bei Dreieckschaltung mit entsprechendem Strom i_0 sinnvoll, da Induktivitäten einen Proportionalitätsfaktor zwischen einem Strom und einem erzeugten magnetischen Fluss beschreiben. Die Bestimmung der Nullinduktivität kann durch die letzte Zeile der Gleichung (2.23) erfolgen, wobei angenommen wird, dass die Nullflussverkettung einen winkelabhängigen Anteil sowie die Nullinduktivität enthält. Eine weitere Berechnungsvariante ist über die Gleichung $\psi_0 = L_{00} \cdot i_0$ oder in [12] beschrieben. In Sternschaltung bei nicht angeschlossenem Sternpunkt fließt kein Nullstrom. Eine Nullinduktivität ist nicht berechenbar.

In [E2] wurde die Frequenzabhängigkeit des Nullstroms und der Nullflussverkettung der Dreieckschaltung nachgewiesen. Die Frequenzabhängigkeit wird durch den Nullstrom und die frequenzabhängige Nullinduktivität begründet. Analytische Approximationen der Nullinduktivität ermöglichen einfache Näherungen des frequenzabhängigen Verhaltens. In Sternschaltung zeigt die Nullflussverkettung kein frequenzabhängiges Verhalten aufgrund des nicht angeschlossenen Sternpunktes.

Die winkelabhängige Darstellung der Nullflussverkettung beinhaltet dabei beide Effekte, die Winkelabhängigkeit der Nullflussverkettung und die der Nullinduktivität. Dies ist für die weiteren Betrachtungen notwendig.

Leistungsgleichung

Eine Herleitung der Drehmomentgleichung elektrischer Maschinen erfolgt durch die Betrachtung der Maschine als idealer Energiewandler und dessen Leistungsbilanz. Die Berechnung des Drehmoments über die magnetische Koenergie ist ebenfalls möglich, dies wird beispielsweise in FEM-Methoden umgesetzt [29]. Die momentane elektrische Leistung der Maschine ist als Skalarprodukt von Spannung und Strom in dreiphasiger Darstellung nach Gleichung (2.29) beschrieben.

$$P_{abc} = \mathbf{u}_{abc}^\top \mathbf{i}_{abc} \quad (2.29)$$

Ausgehend von der momentanen elektrischen Leistung im Dreiphasigen kann die elektrische Leistung mit den Spannungen \mathbf{u}_{dq0} und den Strömen \mathbf{i}_{dq0} in äquivalenten dq0-Komponenten aufgestellt werden (2.30).

$$P_{abc} = P_{dq0} = \left(\mathbf{T}^{-1} \mathbf{u}_{dq0} \right)^\top \left(\mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}_{dq0} \right) = \mathbf{u}_{dq0}^\top \left(\mathbf{T}^{-1} \right)^\top \mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}_{dq0} \quad (2.30)$$

Für die transponierte inverse Transformationsmatrix folgt jedoch nicht, wie in [23, S.194 f.] beschrieben, dass $\mathbf{T}^{-1} = \frac{3}{2} \cdot \mathbf{T}^\top$ gilt, sondern bei korrekter Berücksichtigung des Nullsystems nach [35, S.88 ff.] folgt:

$$\left(\mathbf{T}^{-1} \right)^\top \mathbf{T}^{-1} = \frac{3}{2} \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{pmatrix}}_{\mathbf{X}} \quad (2.31)$$

Mit der Matrix \mathbf{X} aus (2.31) kann die Gleichung (2.30) vereinfacht werden. Die Leistung im dq0-System P_{dq0} ergibt sich zu Gleichung (2.32).

$$P_{dq0} = \frac{3}{2} \left(\mathbf{u}_{dq0}^\top \mathbf{X} \mathbf{i}_{dq0} \right) = \frac{3}{2} \left(u_d \cdot i_d + u_q \cdot i_q + 2 \cdot u_0 \cdot i_0 \right) \quad (2.32)$$

Mit dem Einsetzen der dq0-Spannungsgleichungen aus (2.23) in die Leistungsgleichung (2.32) ergibt sich die elektrische Leistung P_{dq0} als Summe aus den drei transformierten Gleichungen der Leistungen (2.33), (2.34) und (2.35).

$$\frac{3}{2} \cdot u_d \cdot i_d = \frac{3}{2} \cdot \left(R \cdot i_d^2 + \frac{d}{dt} \psi_d \cdot i_d - \omega \psi_q \cdot i_d \right) \quad (2.33)$$

$$\frac{3}{2} \cdot u_q \cdot i_q = \frac{3}{2} \cdot \left(R \cdot i_q^2 + \frac{d}{dt} \psi_q \cdot i_q + \omega \psi_d \cdot i_q \right) \quad (2.34)$$

$$3 \cdot u_0 \cdot i_0 = 3 \cdot \left(\underbrace{R \cdot i_0^2}_{P_{Cu}} + \underbrace{\frac{d}{dt} \psi_0 \cdot i_0}_{P_{mag}} + \underbrace{\phantom{\frac{d}{dt} \psi_0 \cdot i_0}}_{P_E} \right) \quad (2.35)$$

Drehmomentgleichung

Die Leistung P_{el} der PMSM nach (2.33) bis (2.35) teilt sich auf verschiedene Wirkmechanismen auf. Ein Teil dieser Leistung fällt dabei als ohmsche Verlustleistung P_{Cu} ab. Die magnetische Leistung ist durch den Term P_{mag} ausgedrückt. Die Leistung P_E bezeichnet den Anteil der Leistung aufgrund der orthogonalen Flussverkettungen und Ströme der dq0-Transformation. Mit P_{Fe} sind die frequenzabhängigen Eisenverluste der PMSM bezeichnet. P_{Reib} beschreibt die mechanischen Verluste aufgrund von Luft- und Lagerreibung. P_{Streu} ist die Verlustleistung im magnetischen Kreis aufgrund der Streufelder zwischen Stator und Rotor, welche nicht mit den Wicklungen verkettet sind.

Die elektrische Leistungsbilanz kann um die vernachlässigten Verluste zu Gleichung (2.36) ergänzt werden.

$$P_{el} = P_{Cu} + \underbrace{P_{mag} + P_E + P_{Fe} + P_{Streu} + P_{Reib}}_{P_i} \quad (2.36)$$

Aus der Gleichung (2.36) kann die abgegebene mechanische Leistung abgeleitet werden. Mit der Leistungsbilanz, dem Zusammenhang zwischen elektrischer und mechanischer Leistung, kann das Drehmoment abhängig von den Eingangsgrößen der PMSM ermittelt werden. Über Gleichung (2.37) wird das als innere Drehmoment M_i bezeichnete Drehmoment aus der inneren Leistung berechnet, hierfür muss die ohmsche Verlustleistung P_{Cu} bekannt sein. Ergänzt um die Eisenverluste, die Verluste aufgrund der Streufelder und die Reibungsverluste entspricht das ergänzte berechnete Drehmoment M_i , dem abgegebenen Drehmoment an der Welle der Maschine. Die Polpaarzahl der elektrischen Maschine verknüpft die mechanische Frequenz mit der elektrischen Frequenz, es

gilt $\omega = \Omega \cdot p$. Die Eisenverluste werden im Modell als zusätzlicher Eisenverlustwiderstand beschrieben und beeinflussen die Drehmomentbildung in der Maschine. Die Leistung P_{Streu} wie auch die Leistung P_{Reib} sind nicht mit den Wicklungen verknüpft und werden zur Berechnung des inneren Drehmoments vernachlässigt.

$$P_i = \Omega \cdot M_i \quad (2.37)$$

Die Zuordnung der Leistungen P_{mag} und P_{E} zu der inneren Leistung $P_i = P_{\text{mag}} + P_{\text{E}}$ insbesondere bei Berücksichtigung der Rotorposition, ist im Allgemeinen nicht direkt möglich. Meist wird die über eine Rotorumdrehung gemittelte Leistung betrachtet [20, 21], was die Leistung auf den über eine Rotorumdrehung konstanten Term P_{E} vereinfacht. Für die dynamischen Regelungsalgorithmen, wie in [20] vorgestellt, ist dies ausreichend genau. Mit den gestiegenen Anforderungen an die Regelung des Drehmoments ist jedoch nicht nur die detailliertere Beschreibung des Drehmoments im dynamischen Betrieb sondern auch im stationären Betrieb erforderlich und muss ergänzt werden. Berücksichtigt man die Gleichungen im quasi-stationären Fall der PMSM so ist es möglich die Ableitungen der Flussverkettungen als Term der Leistung P_{mag} über das totale Differential mittels den partiellen Ableitungen darzustellen, aus (2.26) bis (2.28) folgt:

$$P_{\text{mag}} = \underbrace{\left(L_{\text{dd}} \frac{di_d}{dt} \cdot i_d + L_{\text{dq}} \frac{di_q}{dt} \cdot i_d + \Gamma_d \frac{d\gamma}{dt} \cdot i_d \right)}_{P_{\text{mag}, i_{\text{dq}}}} + \underbrace{\left(L_{\text{dq}} \frac{di_d}{dt} \cdot i_q + L_{\text{qq}} \frac{di_q}{dt} \cdot i_q + \Gamma_q \frac{d\gamma}{dt} \cdot i_q \right)}_{P_{\text{mag}, \gamma}} \quad (2.38)$$

Die Leistung P_{mag} aus Gleichung (2.38) setzt sich aus den stromabhängigen (i_{dq}) und den winkelabhängigen (γ) Termen zusammen.

Die differentiellen Induktivitäten, multipliziert mit der Ableitung der Ströme und deren Absolutwert, ergeben die Leistung $P_{\text{mag}, i_{\text{dq}}}$. Es wird analog zu [15, 20, 36] angenommen, dass insbesondere diese Leistung nur zum Aufbau der magnetischen Energie der Maschine notwendig ist. Diese hat, insbesondere im stationären Fall, keinen direkten Einfluss auf die an die Welle abgegebene Leistung.

Vervollständig wird $P_{\text{mag}, i_{\text{dq}}}$ mit dem Produkt der partiellen Ableitungen der Flussverkettungen nach der Rotorposition ($\Gamma_d, \Gamma_q, \Gamma_0$) abhängig von der der Frequenz ω , multipliziert mit dem zugehörigen Strom. Diese Leistung ist als $P_{\text{mag}, \gamma}$ bezeichnet. Im betrachteten stationären Fall bei konstanter Frequenz ω sowie konstanten Strömen i_d und i_q sind die Ableitungen der dq-Ströme Null. Somit verschwindet der Einfluss der von den Ableitungen der Ströme abhängi-

gen Leistung $P_{\text{mag},i_{dq}}$ aus der Leistungsbilanz. Ausschließlich die Änderung der Rotorposition beeinflusst die innere Leistung $P_{\text{mag},\gamma}$ [15].

Mit der vereinfachten stationären Leistungsbilanz ohne $P_{\text{mag},i_{dq}}$ kann die Gleichung (2.37) nach dem inneren Drehmoment umgestellt und aufgelöst werden. Es folgt mit (2.33) bis (2.35) die Gleichung des inneren Drehmoments (2.39) mit den Abhängigkeiten der Rotorposition beschrieben mit den dq0-Flussverkettungen und den Strömen.

$$M_i = \frac{3}{2} p \left[(\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) + (\Gamma_d \cdot i_d + \Gamma_q \cdot i_q + 2 \cdot \Gamma_0 \cdot i_0) \right] \quad (2.39)$$

2.1.4 Mechanische Systemgleichung

Das an der Rotorwelle abgegebene Drehmoment M , bestehend aus dem elektrisch erzeugten Drehmoment abzüglich der parasitären Drehmomente, ist Teil der Bewegungsgleichung (2.40). Auf eine detaillierte Beschreibung der Torsionsschwingungen, dämpfender Einflüsse und weiterer Faktoren wird verzichtet.

$$M - M_L = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.40)$$

Das Lastmoment der dargestellten Bewegungsgleichung ist durch M_L beschrieben und ist in dieser Arbeit als konstant angenommen. Mit J ist das Trägheitsmoment bezeichnet, welches sich aus dem Trägheitmoment der Rotorwelle und des Rotors zusammensetzt. Das von der elektrischen Maschine erzeugte Drehmoment an der Rotorwelle wird als M bezeichnet. Die mechanische Winkelgeschwindigkeit ist Ω .

Das Drehmoment M stimmt nicht direkt mit dem zuvor hergeleiteten inneren Drehmoment M_i überein. Die mit Gleichung (2.36) beschriebenen Verluste beeinflussen die Ausgangsleistung und somit das Drehmoment M an der Rotorwelle. Die Verlustleistung P_{Reib} ist ein bremsendes Drehmoment M_{Reib} . Dies entsteht aufgrund der Reibung der Maschinenlager sowie der Luftreibung im Luftspalt. Zusätzlich reduzieren die frequenzabhängigen Eisenverluste und auch mögliche frequenzabhängige Verluste der Wicklungen bezeichnet als P_{Fe} das Drehmoment. Es wird davon ausgegangen, dass diese beiden Effekte das über die Rotordrehung gemittelte Drehmoment absenken. Eine etwaige Beeinflussung der Drehmomentwelligkeit ist als gering einzuschätzen und wird vernachlässigt. Auch die magnetischen Streupfade, welche in der Leistungsbilanz durch P_{Streu} berücksichtigt sind, beeinflussen das abgegebene Drehmoment. Diese wirken sich abhängig von der Rotorposition als parasitäre Drehmomentwelligkeit M_{Streu} aus [4, S.1178 f.]. Insbesondere bei geringen Drehmomenten oder im Leerlauf

ist dieser Anteil an den Drehmomentenwelligkeiten dominant. Bei großen Drehmomenten ist die aufgrund M_{Streu} hervorgerufene Drehmomentwelligkeit im Vergleich zu der Drehmomentwelligkeit durch die Bestromung geringer und kann vernachlässigt werden [33]. Diese parasitären Drehmomentenwelligkeiten sind auch als Nutrastmoment oder Cogging-Torque bekannt. Dabei ist es nicht möglich die magnetischen Streupfade, folgend auch die hervorgerufenen Drehmomentwelligkeiten, durch die elektrischen Größen Strom oder Spannung zu beschreiben. Die messtechnische Bestimmung des magnetischen Streuflusses beziehungsweise der resultierenden Drehmomentwelligkeit ist aufwendig und oft nur in numerischer Simulation oder in speziellen Prüfaufbauten umgesetzt [28].

Da in der vorliegenden Arbeit nur relativ große Drehmomente der untersuchten Kleinantriebe betrachtet werden, können die magnetischen Streupfade vernachlässigt werden. Aus der Annahme von geringen Einflüssen durch reibungs- und frequenzabhängige Verluste folgt, dass das berechnete innere Drehmoment M_i als das abgegebene Drehmoment M betrachtet werden kann.

2.2 Stromrichter

Die in der Regelung berechneten Sollspannungen werden von einer leistungselektronischen Schaltung, dem Stromrichter, variabel in Spannung und Frequenz an den Klemmen der elektrischen Maschine angelegt. Für PMSM im Klein- und Niederspannungsbereich sind meistens Zwei-Level-Stromrichter, ausgeführt als selbstgeführte Drehstrombrücke, im Einsatz. Die Funktionsweise und Eigenschaften des Zwei-Level-Stromrichters werden in dieser Arbeit als bekannt vorausgesetzt und daher nicht detailliert besprochen [37, S.135 ff.]. Parasitäre Effekte der Leistungselektronik und Betriebspunktabhängigkeiten haben Einfluss auf die Genauigkeit der Klemmenspannung des Stromrichters. Für modellbasierte Regelungen kann zum Erreichen der exakten Klemmenspannung ein Modell des Stromrichters im Betrieb sinnvoll sein [20, 21].

2.2.1 Aufbau

In Abb. 2.12 ist der Stromrichter und die Prüflings-PMSM skizziert. Der Stromrichter wird über die Gleichspannung U_{ZK} aus einem Gleichspannungszwischenkreis versorgt. Diese Gleichspannung wird über Kondensatoren stabilisiert. An den drei Halbbrücken zugeordneten Ausgangsklemmen 1, 2 und 3 wird die elektrische Maschine angeschlossen. Im Betrieb des Stromrichters wird pro

Halbbrücke entweder der obere oder der untere Halbleiterschalter eingeschaltet und somit entweder positives oder negatives Potential an den Maschinenklemmen angelegt. Die skizzierten Dioden ermöglichen dabei einen Freilaufpfad. Insgesamt sind $2^3 = 8$ verschiedene Schaltzustände möglich, wobei zwei Schaltzustände die Maschine kurzschließen. Diese werden als Freilauf-Schaltzustände bezeichnet werden. Durch die Kombination und entsprechende Dauer der Schaltzustände innerhalb einer Taktperiode des Stromrichters können die geforderten Spannungen an den Klemmen angelegt werden.

2.2.2 Funktionsweise und Modulation

Durch die Regelung der elektrischen Maschine in rotororientierten Koordinaten, werden auch die vom Stromrichter stellbaren Spannungen entsprechend transformiert. Aus den Schaltzuständen der Halbleiterschalter des Stromrichters folgen die Spannungszeiger, welche ein am Stator orientiertes Sechseck darstellen. Transformiert man dieses in dq-Koordinaten, ergibt sich ein regelmäßiges um γ gedrehtes Sechseck. Dieses Sechseck ist an der Rotorposition γ orientiert und beschreibt den erreichbaren Bereich der Spannungen des Stromrichters. Die Kombination und Einschaltdauer der möglichen Schaltzustände innerhalb einer Taktperiode wird durch das Modulationsverfahren festgelegt. Einen Überblick über verschiedene Modulationsverfahren und deren Eigenschaften bei Betrieb einer PMSM findet sich in [21]. In dieser Arbeit wird das trägerbasierte *Super-Sinus*-Verfahren verwendet [38, S.268 ff.]. Eine dem Trägersignal überlagerte Schwingung dreifacher Grundfrequenz bewirkt die Verschiebung der Spannungen $u_{10} \dots u_{30}$ gegenüber Nullpunkt 0 des Stromrichters. Diese Schwingung wird auch als Nullsystem bezeichnet und ermöglicht die bessere Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Zwischenkreisspannung U_{ZK} . Die maximale Amplitude der Strangspannung bei einer Sternschaltung ist über den Inkreis des Sechsecks definiert und beträgt $\frac{U_{ZK}}{\sqrt{3}}$. Die maximale Strangspannung bei Dreieckschaltung, die verkettete Spannung beträgt U_{ZK} . Das Nullsystem [38, S.268 ff.] beziehungsweise die Nullkomponente des Modulationsverfahrens des Stromrichters hat dabei keinen Einfluss auf die Spannung u_0 oder den Strom i_0 der PMSM. Die Nullkomponente des Modulationsverfahrens bewirkt ausschließlich die Verschiebung der Spannungen der Ausgangsklemmen $u_{10} \dots u_{30}$ gegenüber dem Nullpunkt 0 des Stromrichters zur besseren Ausnutzung der Zwischenkreisspannung. Dies ist in Abb. 2.12 eingezeichnet. Bei Dreieckschaltung und Sternschaltung (bei nicht angeschlossenem Nullpunkt) kann das Nullsystem der PMSM nicht durch das Modulationsverfahren beeinflusst werden. Die

Gleichtaktspannung u_0 im Beispiel der Sternschaltung liegt dabei zwischen den Eingangsklemmen der Maschine und dem Sternpunkt der PMSM an und ist somit unabhängig vom Nullsystem des Stromrichters. Die Spannung u_0 sowie der Strom i_0 ist somit ausschließlich durch die Flussverkettungen der PMSM verursacht. Das Gleichtaktsystem der Dreieckschaltung, welches sich durch den Strom i_0 ausprägt, kann über Sensoren in Reihe mit den Strängen in der PMSM erfasst werden. Im Kapitel 5 Prüfstand wird zur Messung von u_0 eine einfache Messmethode mittels eines virtuellen Sternpunkts bevorzugt. Die Messung der Klemmenspannungen $u_{10} \dots u_{30}$ und die Messung der Spannung am Nullpunkt der PMSM gegen den Stromrichter Nullpunkt ist auch möglich, dabei muss jedoch die durch das Modulationsverfahren eingepreiste Nullspannung herausgerechnet werden.

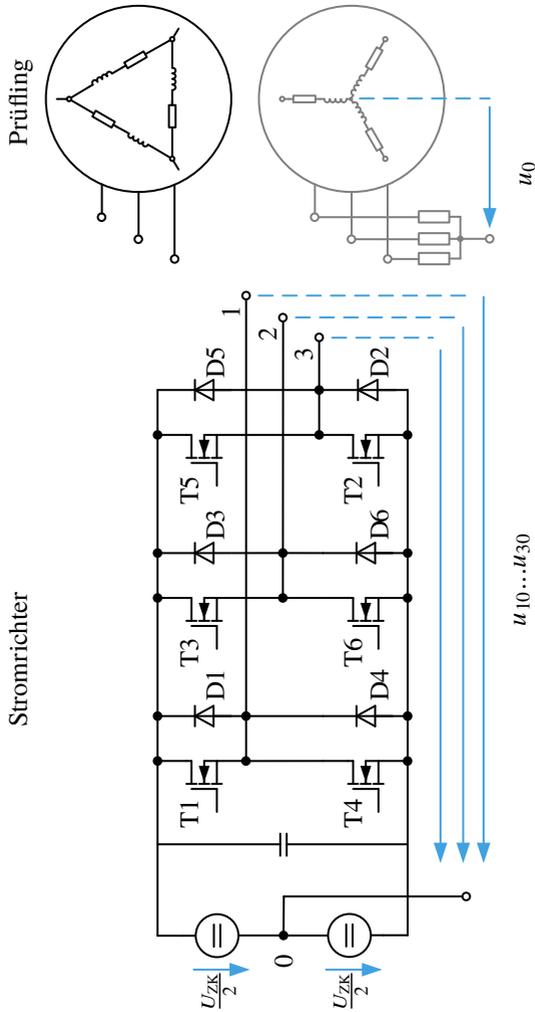


Abbildung 2.12: Drehstrombrückenschaltung mit MOSFET Halbleitern und eingangsseitiger Gleichspannung. Für einen Prüfling in Dreieckschaltung (schwarz) oder in Sternschaltung (grau).

3

Parameteridentifikation

Für die Implementierung des im zweiten Kapitel hergeleiteten Modells der PMSM in Stern- und Dreieckschaltung in Regelungen und Simulationen müssen die Modellparameter bekannt sein. Der Fokus in diesem Kapitel liegt auf der Identifikation dieser betriebspunktabhängigen Modellparameter am drehzahleregelten Prüfstand. Diese betriebspunktabhängigen Parameter sind die dq-Flussverkettungen, die oft vernachlässigte Nullflussverkettung, sowie der Statorwiderstand. Auf eine Bestimmung der Parameter eines Stromrichtermodells wird verzichtet.

Zuerst werden in diesem Kapitel die bekannten Parameteridentifikationsverfahren für elektrische Maschinen vorgestellt und eingeordnet. Danach wird das in dieser Arbeit verwendete Identifikationsverfahren der Flussverkettungen Ψ_{dq0} und des Statorwiderstands R vorgestellt. Das hergeleitete neue Identifikationsverfahren für die dq0-Flussverkettungen wird mittels Daten der numerischen Simulation validiert. Die Auswertung der Ergebnisse der Prüfstandsmessung finden sich in den Ergebnissen im Kapitel 7.

Die Identifikation der Parameter für das Modell einer PMSM kann unterschiedlich umgesetzt werden. In der Literatur werden hierzu verschiedene Verfahren an Prüfständen vorgeschlagen. Die Parameteridentifikation kann zum einen durch die Bestromung mit und ohne Einprägen von Testsignalen im Stillstand oder stationären Zustand erfolgen, zum anderen durch mechanische Prüfabläufe wie durch das Beschleunigen und das Abbremsen des Rotors. Aber auch die Identifikation direkt in der Applikation mit und ohne Einprägen von

Testsignalen wird in der Literatur beschrieben. Die Ziele der Parameteridentifikation können die Nachführung oder die Bestimmung der Regelungsparameter, die Extraktion der Modellparameter für den Entwurfsprozess, die Detektion möglicher Fehlerfälle oder ähnliche Anwendungen sein. Aus der angestrebten Verwendung der Parameter folgt neben dem zu wählenden Verfahren die Anforderung an deren Genauigkeit. Die Parameteridentifikationsverfahren selbst können in Online-Verfahren, welche direkt in der Applikationen erfolgen und Offline-Verfahren, die meist in einem Prüfaufbau beziehungsweise am Prüfstand stattfinden, aufgeteilt werden.

Verfahren zu Online-Parameteridentifikation

Eine häufige Anwendung der Verfahren im Betrieb ist das initiale Einstellen der Regelungsparameter in einem Antriebssystem. Dies kann zum Beispiel beim Start des Antriebssystems als *self-commissioning* erfolgen [39, 40]. Identifikationsverfahren, welche während des Betrieb die für die Regelung notwendigen Parameter identifizieren werden auch den Online-Verfahren zugeordnet. Diese Verfahren finden in der Nachführung und Adaption eventueller Parameterabweichungen im Betrieb von elektrischen Maschinen ihre Anwendung. Damit können betriebspunktabhängige Einflüsse, wie die Temperaturabhängigkeit der im Rotor verwendeten Magnete, die Änderungen des Statorwiderstands oder auch eventuelle Fehlerzustände detektiert und kompensiert werden [E5, E6, S6, S7]. Der Fokus der Online-Verfahren liegt meist auf einfach zu beschreibenden, während des Betriebs erfassbaren Messgrößen. Dies können abstrakte Kenngrößen wie zum Beispiel die in [41] als Stromsteigungsparameter eingeführten Größen, aber auch Modellparameter wie zum Beispiel die Induktivitäten, die Widerstände oder auch die in dieser Arbeit benutzten Flussverkettungen sein. Voraussetzung ist, dass die Parameter robust über Mess- und Schätzgrößen im Gesamtsystem erfasst werden können. Die Erfassung der Parameter mit einfachen und performanten Algorithmen erfordert oft die Anwendung von Strom- oder Spannungs-Testsignalen [E5], aber auch Verfahren ohne Testsignale sind möglich. Beispielsweise kann die Anregung des Stromrichters als Testsignal interpretiert werden. Dies erfordert jedoch rechenzeitintensive Algorithmen sowie präzise Messwerterfassung und Sensorik [41, E7, S8, E8, 42].

Verfahren zu Offline-Parameteridentifikation

Im Gegensatz zu den Online-Verfahren liegt der Fokus bei den Offline-Verfahren darauf, möglichst präzise die Parameter zu ermitteln. Diese Parameter ermög-

lichen zum Einen eine präzise Implementierung der Regelungen in einem Antriebssystem, zum Anderen ein detailliertes Verständnis der elektrischen Maschine in der Praxis, im Entwurf und in der Simulation. Auf Basis dieser ermittelten Parameter werden unter anderem detaillierte Simulationen erstellt oder die analytische, sowie auch die numerische Auslegung der elektrischen Maschine verfeinert. Auch die offline Parameteridentifikationsverfahren werden in der Literatur ausführlich behandelt. Zwei grundsätzliche Prinzipien der Offline Identifikation haben sich hierbei durchgesetzt.

Bei dem sogenannten *Locked-Rotor-Test* wird der Rotor der elektrischen Maschine bei definierter Rotorposition festgebremst. Durch das Einprägen von Testströmen [34] oder Testspannungen [29] können die differentiellen Induktivitäten der elektrischen Maschine bestimmt werden. Diese sind dann unabhängig von den durch die Rotordrehung hervorgerufenen Effekten wie den Eisenverlusten. Die Bestimmung der Flussverkettungen erfolgt über das Integral der ermittelten differentiellen Induktivitäten. Die durch die Rotordrehung verursachten Effekte müssen bei diesem Verfahren für eine vollständige Charakterisierung zusätzlich erfasst oder abgeschätzt werden. Insbesondere gilt dies für die Abschätzung des Anteils der Flussverkettung hervorgerufen durch die Permanentmagnetenergie ψ_{PM} im Rotor.

Einen anderen Ansatz beschreibt der *Steady-State-Test*. Dort wird die elektrische Maschine in einem Betriebspunkt stationär betrieben. Dies ist entweder an einem drehzahlgeregelten Antriebssystem [27], durch die Verwendung einer entsprechend großen Massenträgheit oder auch mit frei drehender Rotorwelle [43] möglich. Bei der Parameteridentifikation an einem drehzahlgeregelten Antriebssystem können bei stationär eingeregelter Strömen und konstanter Drehzahl die Mittelwerte der Flussverkettungen für die so bezeichneten Grundwellen Flussverkettungen [20] zuverlässig bestimmt werden. Weiterhin können drehzahlabhängige Effekte wie die frequenzabhängigen Eisenverluste [27] oder auch der Einfluss des drehzahlabhängigen Nullsystems [E2] präzise erfasst und bestimmt werden.

Bestimmung des ohmschen Widerstands

Der ohmsche Statorwiderstand als Parameter wird bei beiden Verfahren meist zuvor bestimmt. Hierzu wird bei gleicher Temperatur wie bei der Flussverkettungs- oder Induktivitätsbestimmung, ein Gleichstrom an den

Klemmen der elektrischen Maschine eingepreßt und mittels Vierleitermessung der ohmsche Widerstand ausgewertet. Mögliche Frequenzabhängigkeiten durch Skin- und Proximityeffekte werden vernachlässigt.

Im folgenden Kapitel wird die Parameteridentifikation der Modellparameter des Widerstands und der winkel- sowie drehzahlabhängigen Flussverkettungen der permanentmagneterregten Synchronmaschine in Stern- und auch Dreieckschaltung beschrieben. Das folgend erläuterte Verfahren ist als *Steady-State-Test* ein Offline-Parameteridentifikation und wird durch die Prüfstandsmessung mit konstanten dq-Strömen bei stationären Drehzahlen umgesetzt. Auch die Effekte des frequenzabhängigen Nullsystems lassen sich hierdurch exakt abbilden. Wie in [27, E4] gezeigt, werden für den Vergleich der Parameter aus numerischer FEM Simulation und Prüfstandsmessung die Eisenverluste separiert. Hierauf wird jedoch nicht weiter im Detail eingegangen. Im ersten Abschnitt wird zuerst die Identifikation des ohmschen Zuleitungs- und des Statorwiderstands beschrieben. Die Identifikation der winkel- und drehzahlabhängigen Flussverkettungen erfolgt über die direkte und vollständige Lösung der Differentialgleichung in dq0-Koordinaten.

3.1 Gleichstrommessung

Der im Ersatzschaltbild dargestellte Widerstand beschreibt den ohmschen Widerstand eines Stranges der elektrischen Maschine. Dieser Statorwiderstand ist in rotororientierten Koordinaten wie auch in der dreiphasigen Darstellung äquivalent und wird durch die Transformation nicht verändert. Die an dem für die Parameteridentifikation verfügbaren Prüfstand gemessene Spannung ist aufgrund des Messaufbaus, die an den Ausgangsklemmen des Stromrichters wirksame Spannung. Der ausgewertete Spannungsabfall setzt sich in diesem Fall aus verschiedenen einzelnen Widerständen zusammen. In Abb. 3.1 und 3.2 ist ersichtlich, dass der über den messbaren Spannungsabfall ermittelte Widerstand nicht dem Statorwiderstand des Ersatzschaltbilds entspricht. Der ermittelte Widerstand beinhaltet den Statorwiderstand, bezeichnet als R sowie den Klemmenwiderstand und den Zuleitungswiderstand, bezeichnet als R_Z .

In Sternschaltung liegt der Zuleitungswiderstand in Serie mit dem Statorwiderstand, bei Dreieckschaltung liegt ein Widerstandsnetzwerk vor. Diese Widerstände müssen bei der Messung der Klemmenspannung am Stromrichterausgang berücksichtigt werden, damit auf die genaue Klemmenspannung der Maschine an den Klemmen (1, 2, 3) geschlossen werden kann.

Die Berechnung der Flussverkettungen ist bei Maschinen sensitiv gegenüber Spannungen an den Klemmen (1, 2, 3) und somit direkt vom Stator- und Zuleitungswiderstand abhängig. Insbesondere bei der Nullflussverkettung, welche über den Spannungsabfall am Statorwiderstand bestimmt wird, verfälscht ein nicht exakt bekannter Statorwiderstand die Berechnung der Nullflussverkettung. Das Nullsystem in Sternschaltung ist unabhängig vom Statorwiderstand nur durch die Messung der Sternpunktspannung bestimmbar.

3.1.1 Statorwiderstand

Der Statorwiderstand ist in allen drei Strängen der Maschine symmetrisch angenommen. Die thermische Veränderlichkeit des Widerstands der Wicklungen wird berücksichtigt und bei der Parameteridentifikation am Prüfstand beachtet. Die Kontaktwiderstände der Stern- oder Dreieckschaltung und die Verbindung der Spulen zu den Wicklungen werden als konstant betrachtet, die thermische Abhängigkeit ist vernachlässigt. Der Statorwiderstand der Wicklungen wird über den temperaturabhängigen Widerstand des Kupferlackdrahts und die erfasste Temperatur nachgeführt (3.2). Der Widerstandstemperaturkoeffizient für den verwendeten Draht der Wicklungen in der Maschine ist:

$$\alpha_{\text{Cu}} = 3,93 \cdot 10^{-3} 1/\text{K} \quad (3.1)$$

Dabei beschreibt $R(\vartheta_0)$ den ohmschen Widerstand bei der Temperatur $\vartheta_0 = 20^\circ\text{C}$, wobei ϑ die aktuelle Wicklungstemperatur ist.

$$R(\vartheta) = R(\vartheta_0) \cdot (1 + \alpha_{\text{Cu}} \cdot (\vartheta - \vartheta_0)) \quad (3.2)$$

Für die Bestimmung des Statorwiderstands wird im Stillstand bei konstanter Temperatur ein Gleichstrom an den Anschlussklemmen eingepreßt und der entstehende Spannungsabfall gemessen und ausgewertet. Der Widerstand ist hierzu an den Anschlussklemmen (1, 2, 3) der Maschine ermittelt. Die Kontaktwiderstände und Anschlusswiderstände im Inneren der elektrischen Maschine werden hierbei mitberücksichtigt.

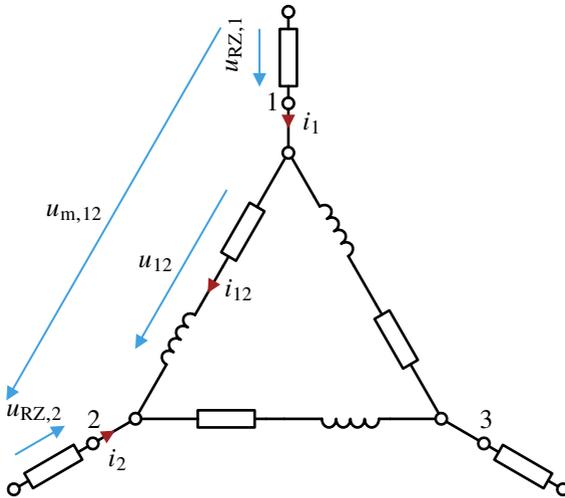


Abbildung 3.1: Schaltbild der Prüflingsmaschine in Dreieckschaltung mit Stator- und Zuleitungswiderstand.

Bei der Dreieckschaltung in Abb. 3.1 in schwarz eingezeichnet, wird die Spannung u_{12} im Beispiel bei einem Gleichstrom $i_1 = -i_2$ an den Anschlussklemmen 1 und 2 ausgewertet. Unter Annahme symmetrischer Widerstände wird der Statorwiderstand ermittelt (3.3). Durch das Vertauschen der Anschlussklemmen und die Bildung der Mittelwerte aus den Messwerten wird der mittlere Wert des Statorwiderstands bestimmt.

$$R = \frac{3}{2} \cdot \frac{u_{12}}{i_1} \tag{3.3}$$

Bei der Sternschaltung wie in Abb. 3.2 in grau eingezeichnet, folgt bei der Messung über die Anschlussklemmen 1 und 2 der Statorwiderstand (3.4). Auch hier erfolgt eine Mittelwertbildung über drei Messungen mit jeweils getauschten Anschlussklemmen.

$$R = \frac{1}{2} \cdot \frac{u_{12}}{i_1} \tag{3.4}$$

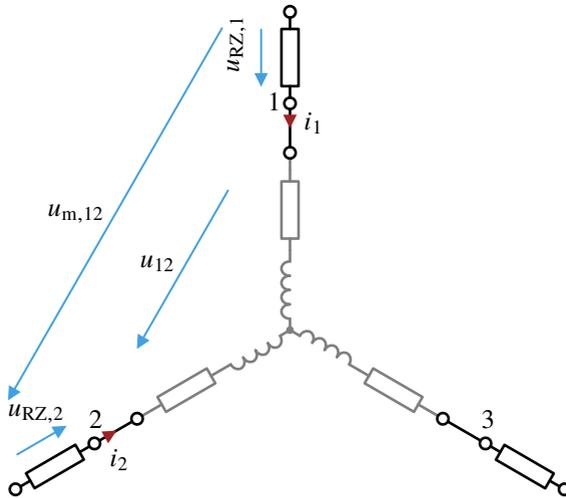


Abbildung 3.2: Schaltbild der Prüflingsmaschine in Sternschaltung (grau) mit Stator- und Zuleitungswiderstand.

3.1.2 Zuleitungswiderstand

Durch die Spannungsmessung an den Ausgangsklemmen des Stromrichters, wie im Kapitel 5 Prüfstand beschrieben, muss die gemessene Spannung im Betrieb des Stromrichters an den Eingangsklemmen der PMSM berechnet werden. Insbesondere bei der Maschine in Dreieckschaltung ergibt sich bei falscher Berücksichtigung des Spannungsabfalls am Zuleitungswiderstand nicht nur ein Fehler des Spannungswerts, sondern auch ein Fehler der Phasenlage der Spannung an den Anschlussklemmen der PMSM. Damit die Spannung an den Klemmen der Maschine, welche zur Bestimmung der Flussverkettungen erforderlich ist, korrekt berechnet werden kann, muss der Zuleitungswiderstand bestimmt werden. Es wird angenommen, dass durch eine geringere Stromdichte der im Querschnitt größer ausgelegten Zuleitungen die thermische Abhängigkeiten derselben vernachlässigt werden können. Auch die Kontaktwiderstände der Anschlussklemmen und Steckverbindungen der Zuleitung werden als konstant angenommen.

Der Spannungsabfall der Zuleitung wird bei der Berechnung Klemmenspannung der Maschine u_{12} aus den gemessenen Klemmenspannungen des Stromrichters,

wie in der Abb. 3.1 und Abb. 3.2 gezeigt berücksichtigt. Die Messung der verketteten Spannungen am Stromrichter Ausgang $u_{m,12}$ wird um den Spannungsabfall der Zuleitung $u_{RZ,1}$ und $u_{RZ,2}$, nach Gleichung (3.5) korrigiert.

$$u_{12} = u_{m,12} + R_Z \cdot i_2 - R_Z \cdot i_1 \quad (3.5)$$

Für die Ermittlung der Zuleitungswiderstände wird ein Gleichstrom mit einem Netzteil bei vollständig geöffneten Transistoren des Stromrichters eingepreßt. Die Auswertung des Spannungsabfalls zwischen den Anschlussklemmen der Maschine (1, 2, 3) und den drei Ausgangsklemmen des Stromrichters (nach Abb. 5.2) führt auf die entsprechenden Zuleitungswiderstände.

3.2 Identifikation am drehzahlgeregelten Prüfstand

Die Parameteridentifikation der Flussverkettungen soll an einem drehzahlgeregelten Prüfstand erfolgen. Die Messgrößen werden dazu mit dem Signalverarbeitungssystem gemessen und in das rotororientierten Koordinatensystem transformiert. Der Abgleich des Rotorlagegebers am Prüfstand erfolgt mit dem in [20] beschriebenen Verfahren, welches die Eisenverluste im Leerlauf zum Abgleichen berücksichtigt.

Die im Betrieb auftretenden Eisenverluste werden aus den über einer Rotordrehung gemittelten Flussverkettungen herausgerechnet. Die Eisenverluste sind dabei nach dem in [27, E4] beschriebenen Ablauf ermittelt und werden als äquivalenter Eisenverluststrom in der Berechnung der dq-Stromstützstellen herausgerechnet.

Die Identifikation der winkelabhängigen dq0-Flussverkettungen wird im Folgenden aufgeteilt in die Identifikation der dq-Flussverkettungen sowie die Identifikation der Nullflussverkettung. Die Herleitung der Parameteridentifikation dieser Flussverkettungen erfolgt für Stern- und für Dreieckschaltung.

Messung am Prüfstand

Bei der Bestimmung der Parameter durch stationäre Messungen (*Steady-State-Test*) muss sichergestellt werden, dass die Betriebspunkte zuverlässig und wiederholbar erfasst werden. Die Sollwerte der Messpunkte sind die dq-Ströme und die Drehzahlen. Die Ströme sind im kompletten Betriebsbereich, unterhalb des maximalen Stroms (innerhalb des maximalen

dq-Stroms) gleichmäßig verteilte Kombinationen aus d- und q-Strömen. Diese Ströme werden bei verschiedenen Drehzahlen eingeregelt. Außerhalb des Grunddrehzahlbereiches der PMSM ist aufgrund der Zwischenkreisspannung am Prüfstand und der induzierten Spannung des Prüflings, der Bereich der Sollwerte eingeschränkt. Die dq-Ströme und die Drehzahlen werden am Prüfstand von einer Messroutine, aufbauend auf der Software *LabView* von *National Instruments* automatisiert vorgegeben. Die verwendete Hardware ist im Kapitel 5 im Detail erläutert.

Die Drehzahlstützstellen werden durch die drehzahleregelte Lastmaschine im gesamten Betriebsbereich eingestellt. Durch die Trägheitsmomente von Prüfling, Lastmaschine, Drehmomentmesswelle des Prüfstands wird davon ausgegangen, dass trotz Drehmomentwelligkeiten der Maschinen im gemessenen Drehzahlbereich die Drehzahl als konstant angenommen werden kann.

Für die winkelabhängige Parameterberechnung der Flussverkettungen ist durch die Regelung der Prüflingsmaschine sicherzustellen, dass die dq-Ströme möglichst konstant (ideal glatt) sind. In dieser Arbeit wird dies durch die in [20] vorgestellte Regelung der Oberschwingungen ermöglicht. Erreicht werden konstante dq-Ströme durch eine winkelabhängige Vorsteuerung der Fehlspannungen im rotororientierten Koordinatensystem (Repetitive Control Algorithmus). Auch das Einprägen eines ideal sinusförmigen dreiphasigen Drehstromsystems, welches ebenfalls konstanten dq-Strömen entspricht, über eine schnelle dreiphasige Hystereseregulation oder mittels Linearverstärker wäre möglich.

Das Einregeln des konstanten dq-Stroms im Messpunkt beginnt immer bei gleicher festgelegter gemessener Temperatur ϑ an den Wicklungen. Falls dies nicht gegeben ist, stellt erneutes Aufheizen oder Abkühlen des Prüflings dies sicher. Durch die Überwachung, beziehungsweise durch Aufheiz- und Abkühlvorgänge vor und während der Messung, werden temperaturbedingte Parameterschwankungen minimiert [S10, 44]. Zu Beginn der Messung erfolgt ein initialer Aufheizvorgang auf Betriebstemperatur. Dafür werden entsprechende dq-Ströme für eine gewünschte Solltemperatur so lange eingepreßt, bis die messbare induzierte Spannung im Leerlauf der PMSM stationär ist. Die Maschine wird dann als im thermischen Gleichgewicht befindlich angenommen. Für die Auswertung werden, sobald sich der gewünschte Messpunkt im stationären Zustand mit konstanten Strömen und konstanter Drehzahl befindet, die Zeitverläufe der Messgrößen über mehrere Rotorumdrehungen in der Signalverarbeitung des Prüfstands abgespeichert und an den Prüfstands PC ausgegeben.

Über einen Absolutwertgeber an der Motorwelle des Prüflings wird die

Rotorposition $p \cdot \gamma$ erfasst, die Frequenz ω wird aus diesem Signal abgeleitet. In Dreieckschaltung entsprechen die gemessenen verketteten Spannungen u_{12}, u_{23}, u_{31} (nach Abb. 3.1) den Strangspannungen. Diese werden von der Signalverarbeitung abgetastet und für jeden Abtastwert in das rotororientierte Koordinatensystem nach (2.14) transformiert. Die Ströme \mathbf{i}_{dq0} sind die Strangströme in Dreieckschaltung i_{12}, i_{23}, i_{31} , die im Prüfling Abb. 4.5 gemessen und folgend transformiert werden.

In Sternschaltung wird die gemessene verkettete Spannung u_{12}, u_{23}, u_{31} nach (2.7) auf die Strangspannung umgerechnet. Die Messung der Nullspannung erfolgt wie in Abb. 4.6 dargestellt. Die Transformation der Strangspannungen in das rotororientierte Koordinatensystem und die Ergänzung der gemessenen Nullspannung ergibt die Spannungen \mathbf{u}_{dq0} in Sternschaltung. In der Sternschaltung entsprechen die Ströme i_1, i_2, i_3 der Zuleitungen den Strangströmen der PMSM. Dies entspricht den Strömen an den Ausgangsklemmen des Stromrichters Abb. 5.2.

Ablauf der Messung am Prüfstand

Der Ablauf der Messung am Prüfstand erfolgt wie aufgelistet. Die Abarbeitung der entsprechenden Unterpunkte erfolgt iterativ bis alle Drehzahl- und Stromstützstellen eingeregelt und ausgewertet sind. Die Messgrößen sind die dreiphasigen und transformierten Spannungen \mathbf{u}_{dq0} und Ströme \mathbf{i}_{dq0} am Stromrichter. Diese werden vervollständigt um den gemessenen Nullstrom bei Dreieckschaltung und die gemessene Nullspannung in Sternschaltung. Desweiteren werden die Wicklungstemperaturen ϑ und die Rotorposition γ mit der daraus abgeleiteten Frequenz ω der PMSM erfasst.

1. Initialisieren der Messroutine
2. Temperieren des Prüflings auf Solltemperatur
 - a) Drehzahlstützstelle einstellen
 - i. Temperatur des Prüflings einstellen
 - ii. dq-Strom stationär einregeln
 - iii. $\mathbf{u}_{dq0}, \mathbf{i}_{dq0}, \gamma, \omega, \vartheta$ über mehrere Rotorumdrehungen abspeichern
3. Beenden der Messroutine

Ablauf der Auswertung der Messdaten

Die am Prüfstand gemessenen und abgespeicherten Zeitverläufe der Spannungen, Ströme, Temperaturen, und Rotorpositionen werden für jede Drehzahl wie in den folgenden Abschnitten beschrieben ausgewertet. Die Auswertung erfolgt über die Software *Matlab* von *Mathworks*.

1. Vorverarbeitung der gemessenen Zeitverläufe
 - a) Überprüfen und sortieren der dq-Ströme und Drehzahlen (Stützstellen)
 - b) Festlegen des Zeitintervalls für die Auswertung (ausgewertete Perioden)
 - c) Korrektur der Spannungen mit dem Zuleitungswiderstand
 - d) Anpassen des Statorwiderstands über die gemessene Temperatur
 - e) Berechnung des Anteils des ohmschen Spannungsabfalls am Statorwiderstands
2. Berechnung der dq-Flussverkettungen
 - a) Fourieranalyse der dq-Spannungen nach (3.8)
 - b) Berechnung der partikulären Lösung der Spannungsgleichung nach (3.11)
 - c) Berechnung der homogenen Lösung der Spannungsgleichung nach (3.22) bis (3.25)
 - d) Superposition der homogenen und partikulären Lösung nach (3.7)
3. Berechnung der Nullflussverkettung für Stern- oder Dreieckschaltung
 - a) Fourieranalyse der Nullspannung oder des Nullstroms nach (3.8)
 - b) Berechnung der Nullflussverkettung nach (3.30) (Dreieckschaltung) oder (3.34) (Sternschaltung)
4. Abspeichern der Tabellen der Ψ_{dq0} Flussverkettungen in Abhängigkeit von γ für jeden Drehzahlwert.

3.2.1 dq-Flussverkettungen

In der Literatur werden verschiedene Ansätze diskutiert, wie Modelle der PMSM mit Berücksichtigung der Winkelabhängigkeiten der Flussverkettungen aufgebaut und parametrisiert werden können. Das Auflösen der dq-Spannungsgleichungen zur Bestimmung der dq-Flussverkettungen als verkoppeltes Differentialgleichungssystem ist nur unter bestimmten Bedingungen möglich. Bei der Erweiterung der Modelle um die Winkelabhängigkeiten wird oft von den bekannten über eine Rotordrehung gemittelten Flussverkettungen ausgegangen, welche um berechnete oder abgeschätzte Winkelabhängigkeiten ergänzt werden. Hierfür können beispielweise numerische Simulationen mit Messdaten angepasst [17] werden. Andererseits finden sich auch Lösungen, welche auf spezielle Messabläufe und Prüfstände aufbauen [18, 33, 45]. Häufig sind dabei Annahmen wie ein vernachlässigbares Nullsystem oder Prüfabläufe bei festgebremstem und freilaufendem Rotor notwendig.

In [33, 46] findet sich ein Ansatz, welcher die Spannungsgleichung in strom- und permanentmagneterregte Anteile aufteilt. Der stromabhängige Anteil, aufbauend auf den differentiellen Induktivitäten, wird im Prüfaufbau mittels *Locked-Rotor-Test* bestimmt. Für die Bestimmung des permanentmagneterregten Anteiles wird die induzierte Spannung im Leerlauf analysiert. Hierfür wird die zweite Ableitung der winkelabhängigen Flussverkettungen durch geschicktes Vereinfachen und Überführen in eine Fourierreihe betrachtet. Die Lösung ergibt dabei die winkelabhängige Permanentmagnetflussverkettung. Mit dem Integral über die winkelabhängigen differentiellen Induktivitäten und der winkelabhängigen Permanentmagnetflussverkettung können die Flussverkettungen superpositioniert werden. Ein ähnlicher Ansatz wird in [18] verfolgt.

Dort wird aufbauend auf der in [33, 46] veröffentlichten mathematischen Vereinfachung die Lösung der winkelabhängigen Flussverkettungen beim *Steady-State-Test* hergeleitet. Die Spannungen und Ströme werden dazu mit einem Leistungsmessgerät erfasst und die ermittelten harmonischen Spannungen mittels des hergeleiteten mathematischen Ansatzes in die entsprechenden Flussverkettungen überführt.

Einen ähnlichen Ansatz verfolgt auch diese Arbeit für Stern- und Dreieckschaltung. Im Unterschied zu dem in [33, 46] gezeigten Verfahren wird jedoch auf die Bestimmung der winkelabhängigen Induktivitäten verzichtet. Durch den gewählten Regelungsansatz bei den Prüfstandsmessungen mit konstanten dq-Strömen bei konstanter Drehzahl können die differentiellen

dq-Induktivitäten vernachlässigt werden. Bei diesem neuen Ansatz ergibt sich die Lösung, im Gegensatz zu den beschriebenen Verfahren als direkte Lösung der dq-Differentialgleichung mittels bekannten mathematischen Ansätzen der Lösung von Differentialgleichungen [E9, E10]. Konstante (ideal glatte) dq-Ströme ermöglichen ebenfalls, im Gegensatz zu [18, 33, 46] bei Stern- und Dreieckschaltung auch die exakte Bestimmung der Nullflussverkettung am Prüfstand. Rückwirkungen der differentiellen dq-Induktivitäten auf die Nullflussverkettung, wie im Kapitel 2 hergeleitet, werden hierdurch vermieden. Das Nullsystem kann in den gleichen Messpunkten wie die dq-Flussverkettungen direkt und exakt ermittelt werden.

Die Bestimmung der dq-Flussverkettungen erfolgt für Stern- und Dreieckschaltung im dq0-Koordinatensystem mit den Eingangsgrößen \mathbf{u}_{dq0} , \mathbf{i}_{dq0} , ω und R identisch. Konstante dq-Ströme ermöglichen die Vereinfachung der Zeile der d- und q-Spannung der Spannungsgleichung (2.23). Die dq-Spannungen sind nicht mehr von den zeitlichen Änderungen der Ströme und den partiellen Ableitungen der Flussverkettungen (differentiellen Induktivitäten) mit (2.26) und (2.27) abhängig. Die Flussverkettungen sind somit nur von der Rotorposition abhängig. Konstante dq-Ströme sind ebenfalls eine notwendige Voraussetzung für die Berechnung der Nullflussverkettung. Beim quasistationären Betrieb gilt bei konstanter Frequenz $\omega \cdot t = \gamma$.

Die Änderung der Flussverkettung erfolgt somit ausschließlich aufgrund der Änderung der Rotorposition mit den Termen $\frac{\partial \psi_d}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt}$ und $\frac{\partial \psi_q}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt}$ mit $\frac{d\gamma}{dt} = \omega$. Zusätzlich ist angenommen, dass bei konstanten Strömen und Drehzahlen die Oberwellen der Flussverkettungen ein lineares Problem beschreiben. Somit ist deren Fourieranalyse und insbesondere die Superposition möglich.

Die Spannungsgleichung (3.6) der ersten beiden Zeile der dq0-Systemgleichung beschreibt ein lineares, verkoppeltes Differentialgleichungssystem, welches von der Zeit abhängig ist. Dabei ergibt sich bei konstanten Strömen und Drehzahlen die direkte Abhängigkeit von der Rotorposition. Zur einfacheren Darstellung und Berechnung wird der Vektor der dq-Spannungen als \mathbf{u}_{dq} , der dq-Ströme als \mathbf{i}_{dq} und der dq-Flussverkettungen als $\boldsymbol{\psi}_{dq}$ eingeführt.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}}_{\mathbf{u}_{dq}} = \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} \underbrace{\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}}_{\mathbf{i}_{dq}} + \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix}}_{\boldsymbol{\psi}_{dq}} + \omega \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \underbrace{\begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix}}_{\boldsymbol{\psi}_{dq}} \quad (3.6)$$

Für die Lösung des Differentialgleichungssystems der Flussverkettungen wird von der allgemeinen Lösung eines Differentialgleichungssystems (3.7) bestehend aus einer homogenen Lösung y_h und einer partikulären Lösung y_p ausgegangen. Auf die ausführliche mathematische Darstellung wird aufgrund des Aufwands verzichtet und die Lösung der Gleichung auf den wesentlichen Lösungsansatz reduziert.

$$y(t) = y_h(t) + y_p(t) \quad (3.7)$$

Als Lösungsansatz des Differentialgleichungssystems bietet sich die Methode der Trennung der Veränderlichen [47, S.426 f.] mittels Fourierreihen an. Hierfür werden die von der Zeit abhängigen Größen der dq-Spannungsgleichung in Fourierreihen zerlegt. Die vier Variablen sind somit die von der Zeit t abhängigen dq-Spannungen und die dq-Flussverkettungen. Die allgemeine Fourierreihe s_N wird in Sinus-Kosinus-Form nach (3.8) dargestellt.

$$s_N(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^N a_n \cdot \cos(\omega n x) + b_n \cdot \sin(\omega n x) \quad (3.8)$$

Durch Festlegen der Beobachtungsdauer auf Vielfache einer Periode der PMSM mit γ von 0 bis 2π wird ein Fenster- oder auch Leck-Effekt vermieden [48, S.316 ff.]. Die zu analysierenden Harmonischen n der Fourierreihe sind die Wechselanteile der Spannungen und Flussverkettungen im rotorbezogenen Koordinatensystem beschrieben mit ν . Die Variable x der Fourierreihe entspricht der Zeit t . Der Gleichanteil $\frac{a_0}{2}$ entspricht den ideal sinusförmigen dreiphasigen Größen, diese werden im transformierten rotorbezogenen dq-Koordinatensystem als Gleichgrößen abgebildet.

$$\mathbf{u}_{dq}(t) = \bar{\mathbf{u}}_{dq} + \sum_{\nu=1}^N \mathbf{u}_{dq,a,\nu} \cdot \cos(\omega \nu t) + \mathbf{u}_{dq,b,\nu} \cdot \sin(\omega \nu t) \quad (3.9)$$

Für die Lösung der Differentialgleichung werden nicht nur für die Spannungen sondern auch für die Flussverkettungen Fourierreihen angesetzt. Dies ergibt sich da die dq-Spannungen über die zeitliche Ableitung mit den dq-Flussverkettungen (mit $u = \frac{d\psi}{dt}$) fest verknüpft sind. Die Wechselanteile der Spannungen und der Flussverkettungen werden zu gleicher Ordnungszahl angenommen. Die entsprechende Fourierreihe der Flussverkettungen ist in Gleichung (3.10) dargestellt.

$$\Psi_{dq}(t) = \bar{\Psi}_{dq} + \sum_{\nu=1}^N \Psi_{dq,a,\nu} \cdot \cos(\omega\nu t) + \Psi_{dq,b,\nu} \cdot \sin(\omega\nu t) \quad (3.10)$$

Zur Lösung der Differentialgleichung muss die homogene Lösung und die partikuläre Lösung bestimmt werden. Dabei ist die partikuläre Lösung die Lösung der Gleichung, welche die Differentialgleichung vollständig löst. Es wird angenommen, dass die homogene Lösung durch die zeitlich abhängigen Terme der Gleichung beschrieben sind. In diesem Fall sind die Terme, welche nicht von der Zeit abhängig sind die partikuläre Lösung. Für die Darstellung in dieser Arbeit wird zuerst die einfachere partikuläre Lösung betrachtet und danach die homogene Lösung.

Partikuläre Lösung y_p

Die partikuläre Lösung der Differentialgleichung ergibt sich als die zeitlich unabhängigen Terme der Spannungsgleichung (3.6). Dies sind die von den dq-Strömen abhängigen ohmschen Anteile der Gleichung, die konstanten Spannungen $\bar{\mathbf{u}}_{dq}$ aus (3.9) und die Flussverkettungen $\bar{\Psi}_{dq}$ aus (3.10) beschrieben durch deren Gleichanteile $\frac{a_0}{2}$ der Fourierreihe. Setzt man diese Anteile in (3.6) ein und löst diese nach den Flussverkettungen auf, ergibt sich die Lösung y_p der Differentialgleichung zu (3.11). Diese partikuläre Lösung der Differentialgleichung entspricht den in [20, 21] eingeführten gemittelten Flussverkettungen. Das Modell, das auf diesen Flussverkettungen aufbaut, wird dort als Grundwellen- oder Quasi-Grundwellen Modell bezeichnet.

$$\bar{\Psi}_{dq} = \frac{1}{\omega} \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \left(\bar{\mathbf{u}}_{dq} - \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} \mathbf{i}_{dq} \right) \quad (3.11)$$

Homogene Lösung y_h

Für das Aufstellen der homogenen Lösung der Differentialgleichung werden die Fourierreihen der Flussverkettung (3.10) und die der Spannung (3.9) abzüglich der partikulären Lösung als Matrix dargestellt. Dazu werden die Koeffizienten der Fourierreihe (ohne den Gleichanteil) in die Gleichung (3.6) eingesetzt. Die vereinfachten Matrizen der Koeffizienten sind für die dq-Spannungen durch die Matrix (3.12) und für die dq-Flussverkettungen durch die Matrix (3.13) beschrieben.

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{u}_{dq,a,v} \cdot \cos(\omega vt) + \mathbf{u}_{dq,b,v} \cdot \sin(\omega vt) \\
 &= \underbrace{\begin{pmatrix} u_{d,a,v} & u_{d,b,v} \\ u_{q,a,v} & u_{q,b,v} \end{pmatrix}}_{\mathbf{u}_v} \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\omega vt) \\ \sin(\omega vt) \end{pmatrix}}_{\mathbf{F}(\omega vt)}
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Die Gleichung (3.12) besteht aus einer Matrix \mathbf{u}_v mit den konstanten Vorfaktoren der Fourierreihe und dem Vektor $\mathbf{F}(\omega vt)$ mit den Sinus- und Kosinustermen. In gleicher Notation werden auch die Flussverkettungen $\boldsymbol{\psi}_v$ dargestellt (3.13). Die Koeffizienten-Matrizen der Fourierreihe der Flussverkettungen und der Spannungen sind nicht von der Zeit abhängig.

$$\begin{aligned}
 & \boldsymbol{\psi}_{dq,a,v} \cdot \cos(\omega vt) + \boldsymbol{\psi}_{dq,b,v} \cdot \sin(\omega vt) \\
 &= \underbrace{\begin{pmatrix} \psi_{d,a,v} & \psi_{d,b,v} \\ \psi_{q,a,v} & \psi_{q,b,v} \end{pmatrix}}_{\boldsymbol{\psi}_v} \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\omega vt) \\ \sin(\omega vt) \end{pmatrix}}_{\mathbf{F}(\omega vt)}
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

Die homogene Lösung von (3.6) besteht aus den von der Zeit abhängigen Termen der Spannung (3.12) und den Flussverkettungen (3.13) der Differentialgleichung. Das Gleichungssystem der homogenen Lösung in Matrixschreibweise ergibt sich aus (3.6) zu Gleichung (3.14).

$$\mathbf{u}_v \mathbf{F}(\omega vt) = \frac{d}{dt} (\boldsymbol{\psi}_v \mathbf{F}(\omega vt)) + \omega \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \boldsymbol{\psi}_v \mathbf{F}(\omega vt) \tag{3.14}$$

Da die Koeffizienten-Matrizen der Fourierreihe der Flussverkettungen $\boldsymbol{\psi}_v$ und der Spannungen \mathbf{u}_v keine zeitliche Abhängigkeit aufweisen, wirkt der Differentialoperator der Gleichung (3.14) nur auf den zeitvarianten Vektor $\mathbf{F}(\omega vt)$. Die Ableitung dieses Vektors erfolgt, unter Beachtung der mathematischen Kettenregel, mit der Bildung der inneren und äußeren Ableitung (3.15). Die Bildung der äußeren Ableitung von $\mathbf{F}(\omega vt)$ ist aufgrund der Periodizität der Sinus- und Kosinusterme direkt möglich. Die Darstellung der äußeren Ableitung kann durch eine Matrix, multipliziert mit dem ursprünglichen Vektor $\mathbf{F}(\omega vt)$, beschrieben werden. Die inneren Ableitungen der Sinus- und Kosinusterme sind die Ursache für den gemeinsamen Vorfaktor ωv .

$$\frac{d}{dt}\mathbf{F}(\omega vt) = \omega v \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{F}(\omega vt) \quad (3.15)$$

Es folgt durch das Einsetzen der Ableitung aus (3.15) in die Gleichung (3.14) die Gleichung (3.16) ohne Differentialoperator.

$$\mathbf{u}_v \mathbf{F}(\omega vt) = \omega v \boldsymbol{\Psi}_v \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{F}(\omega vt) + \omega \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \boldsymbol{\Psi}_v \mathbf{F}(\omega vt) \quad (3.16)$$

Durch die Multiplikation (von rechts) der gesamten Gleichung mit der Inversen $\mathbf{F}^{-1}(\omega vt)$ und das Umstellen der Gleichung, ist (3.16) als Gleichungssystem (3.17) dargestellt.

$$\frac{1}{\omega} \begin{pmatrix} u_{d,a,v} & u_{d,b,v} \\ u_{q,a,v} & u_{q,b,v} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v\psi_{d,b,v} - \psi_{q,a,v} & -v\psi_{d,a,v} - \psi_{q,b,v} \\ \psi_{d,a,v} + v\psi_{q,b,v} & \psi_{d,b,v} - v\psi_{q,a,v} \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Durch Gleichsetzen der Elemente der linksseitigen Matrix der Spannungen mit den Elementen der rechtsseitigen Matrix der Flussverkettungen kann das lineare Gleichungssystem (3.18) bis (3.21) aufgestellt werden.

$$\frac{u_{d,a,v}}{\omega} = v\psi_{d,b,v} - \psi_{q,a,v} \quad (3.18)$$

$$\frac{u_{d,b,v}}{\omega} = -v\psi_{d,a,v} - \psi_{q,b,v} \quad (3.19)$$

$$\frac{u_{q,a,v}}{\omega} = \psi_{d,a,v} + v\psi_{q,b,v} \quad (3.20)$$

$$\frac{u_{q,b,v}}{\omega} = \psi_{d,b,v} - v\psi_{q,a,v} \quad (3.21)$$

Das Auflösen des linearen Gleichungssystems mit vier Gleichungen ((3.18) bis (3.21)) mit den vier Unbekannten $\psi_{d,a,v}$, $\psi_{d,b,v}$, $\psi_{q,a,v}$, $\psi_{q,b,v}$ durch das Einsetzungsverfahren oder alternativ den Gauß-Algorithmus führt auf die Koeffizienten der Fourierreihe der Flussverkettungen in der homogenen Lösung der Differentialgleichung. Die Fourierkoeffizienten sind folgend von den am Prüfstand messbaren Spannungen abhängig ((3.22) bis (3.25)).

Die Spannungen $u_{d,a,v}$, $u_{q,a,v}$, $u_{d,b,v}$, $u_{q,b,v}$ sind die transformierten Messwerte am Prüfstand, dargestellt mittels der Fourierreihe (3.9).

$$\psi_{d,a,\nu} = \frac{-u_{q,a,\nu} - \nu u_{d,b,\nu}}{\omega (\nu^2 - 1)} \quad (3.22)$$

$$\psi_{d,b,\nu} = \frac{-u_{q,b,\nu} + \nu u_{d,a,\nu}}{\omega (\nu^2 - 1)} \quad (3.23)$$

$$\psi_{q,a,\nu} = \frac{u_{d,a,\nu} - \nu u_{q,b,\nu}}{\omega (\nu^2 - 1)} \quad (3.24)$$

$$\psi_{q,b,\nu} = \frac{u_{d,b,\nu} + \nu u_{q,a,\nu}}{\omega (\nu^2 - 1)} \quad (3.25)$$

Mit den ermittelten Fourierkoeffizienten der homogenen Lösung und der partikulären Lösung (3.11) kann über die Fourierreihe der Flussverkettungen aus (3.10) der Zeitverlauf und somit die gesamte Lösung der Differentialgleichung bestimmt werden. Bei konstanter Drehzahl kann über Gleichung (3.26) der Zeitverlauf der Flussverkettungen in die winkelabhängige Darstellung überführt werden.

$$\gamma(t) = \omega \cdot t \quad (3.26)$$

Aus der Lösung (3.22) bis (3.25) ist ersichtlich, dass die Berechnung der Koeffizienten der Flussverkettungen für alle Harmonischen, ausgenommen der ersten Harmonischen, möglich ist. Dies ist prinzipbedingt und findet sich auch in den in [18, 33, 46] beschriebenen Identifikationsverfahren wieder.

Die obere Grenze der analysierbaren Frequenz der Fourierreihe (3.9) wird durch die Abtastfrequenz des Mess- und Regelungssystems vorgegeben. Die Analyse des Wechselanteils von \mathbf{u}_{dq} ist dabei durch die Nyquist-Frequenz vorgegeben. Es sind nur Frequenzen bis zur halben maximalen Abtastfrequenz am Prüfstand analysierbar [48, S.316 ff.]. Diese Frequenz ist von der Drehzahl mit $\omega = p \cdot \Omega$ abhängig. Je nach Frequenz ergeben sich die maximalen Harmonischen ν der Fourierreihe.

Für $\nu = \pm 1$ wird der Nenner des Terms Null, der Koeffizient ist in diesem Fall nicht definiert. Durch die dq0-Transformation, wie in der Modellbildung in Kapitel 2 beschrieben, erfolgt eine Frequenzverschiebung der elektrischen Größen. Die in rotororientierten Koordinaten ermittelte erste Harmonische beschreibt in dreiphasigen Größen die zweite Harmonische. Aus der analytischen Auslegung der elektrischen Maschine, welche beispielsweise in [4, S.119 ff.] gezeigt wird, werden die auftretenden Harmonischen der Flussverkettungen im dreiphasigen System hergeleitet. Im Fall einer symmetrischen und fehlerfreien Maschine wird davon ausgegangen, dass alle geradzahligen Harmonischen des Drehstrom-

systems aus Gründen der Symmetrie verschwinden. Somit ist unter den der Annahme einer fehlerfreien, symmetrischen Maschine bei der Parameteridentifikation die Analyse dieser geradzahligen Harmonischen in den dreiphasigen Größen, nicht notwendig. Darunter fällt auch die zwingend zu vernachlässigende erste Harmonische in den dq0-Größen, welche eine zweite Harmonische im Drehstromsystems ist. Vielmehr kann durch Reduktion der Harmonischen auf die bekannten in der Maschine wirksamen ungeradzahligen Harmonischen, die Auswertung der Messdaten vereinfacht und beschleunigt werden.

Für eine erste simulative Validierung des beschriebenen Ansatzes sind in Abb. 3.3 die Ergebnisse der FEM Berechnung der Flussverkettungen, Spannungen und Ströme der im Kapitel 4 vorgestellten PMSM gezeigt. Die berechneten Spannungen u_d und u_q der PMSM sowie die zugehörigen Fourierkoeffizienten $u_{dq,a,v}$, $u_{dq,b,v}$ sind in Abb. 3.3 farbig eingezeichnet. Die Fourieranalyse wurde für diese Abbildung nach der zwölften Harmonischen, bei einer Drehzahl von $n = 1000 \text{ min}^{-1}$, mit $\omega = p \cdot \Omega$ abgebrochen. Die Polpaarzahl p der PMSM ist 2. Die aus diesen, auf zwölf Harmonische vereinfachte, rekonstruierte Spannung ist zur Validierung der Fourierzerlegung zusätzlich in schwarz gepunktet im gleichen Diagramm eingezeichnet. Das auf die zwölf Harmonischen vereinfachte Signal beschreibt dabei hinreichend genau die Spannung.

In Abb. 3.4 sind die nach (3.22 bis 3.25) aus der Spannung berechneten Koeffizienten $\psi_{dq,a,v}$, $\psi_{dq,b,v}$ in farbig und die Fourierkoeffizienten aus den FEM simulierten dq-Flussverkettungen in schwarz, dargestellt. Die Rekonstruktion der Flussverkettungen über die berechneten Koeffizienten ergibt die aus den Spannungen ermittelten Flussverkettungen ψ_d und ψ_q , in grün und violett dargestellt. In schwarz gepunktet ist der Verlauf der FEM berechneten Flussverkettungen zur Validierung eingezeichnet. Im Kapitel Ergebnisse 7 werden die am Prüfstand ermittelten Ergebnisse der Parameteridentifikation im Detail vorgestellt und mit den Ergebnissen der numerischen Simulation zur Validierung verglichen.

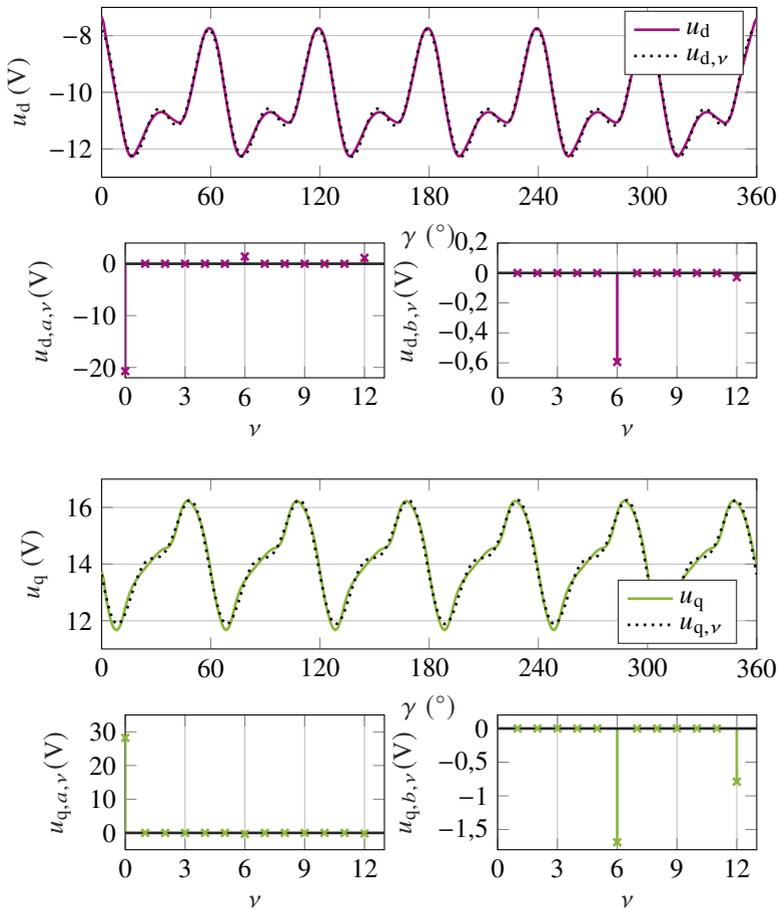


Abbildung 3.3: Spannungen und Fourierkoeffizienten u_d (in violett) und u_q (in grün) bei $i_d = -9$ A, $i_q = 9$ A und einer Drehzahl von $n = 1000 \text{ min}^{-1}$, dargestellt über den Winkel γ in ($^\circ$).

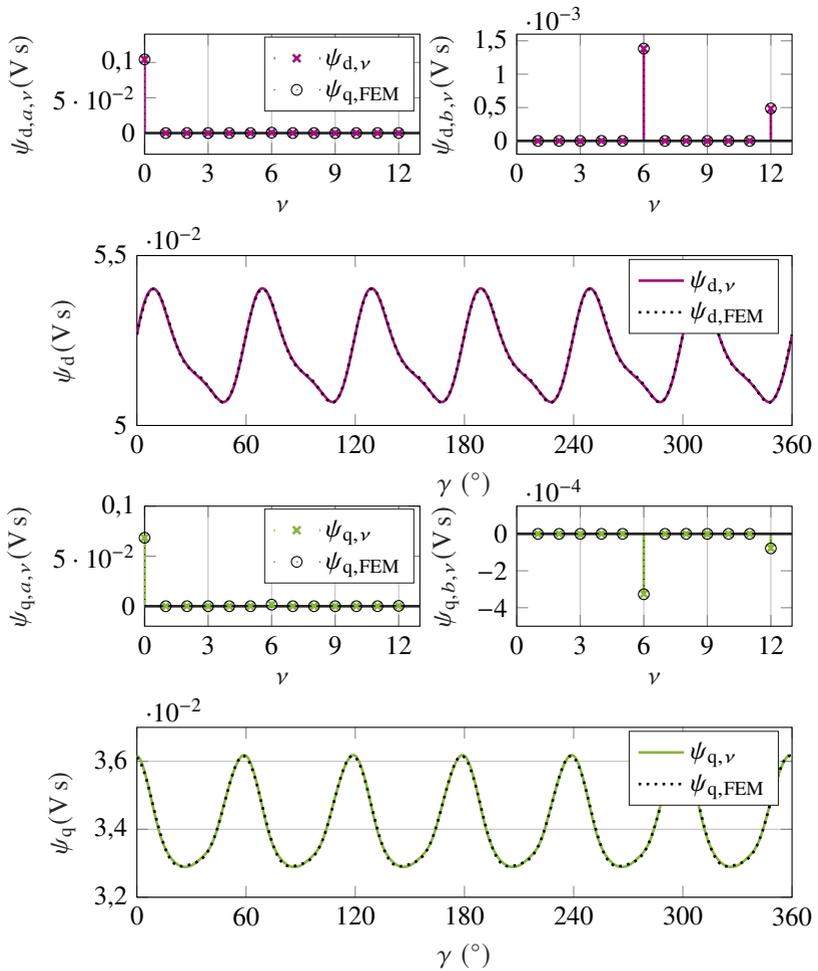


Abbildung 3.4: Flussverketungen und Fourierkoeffizienten, ψ_d (in violett) und ψ_q (in grün) bei $i_d = -9$ A, $i_q = 9$ A und einer Drehzahl von $n = 1000$ min $^{-1}$, dargestellt über den Winkel γ in (°).

3.2.2 Nullflussverkettung

Bei der Modellbildung und Parameteridentifikation von PMSM in Sternschaltung wird häufig die Nullflussverkettung vernachlässigt [33], da diese keine direkte Auswirkung auf das Betriebsverhalten hat. Für eine eindeutige Transformation und Rücktransformation der Flussverkettungen ist diese jedoch bei Stern- wie auch Dreieckschaltung notwendig. Bei Dreieckschaltung bewirkt die Nullkomponente zusätzliche Drehmomentanteile, welche im Betriebsverhalten berücksichtigt werden sollten. Auch zeigen sich in der Nullflussverkettung und dem resultierenden Nullstrom oder der Nullspannung Besonderheiten der Maschine. Wie in der Einleitung in Kapitel 1 erläutert, ermöglicht ein detailliertes Verständnis der Nullkomponente Aussagen über die Rotorposition sowie eventuelle Fehlerfälle oder Fertigungseinflüsse.

Die Effekte des Nullsystems können entweder durch Induktivitäten oder Flussverkettungen in rotor- oder statororientierten Koordinaten [14] wie auch als dreiphasige Größen [15, 17] dargestellt werden. Die Modellierung und Auswertung des Nullsystems basiert meist auf vereinfachten analytischen Annahmen, abgeschätzten Größen oder stützt sich auf numerische Simulationen. Dies ist notwendig, da das Nullsystem der Maschine nicht ohne zusätzliche Sensorik und Implementierungsaufwand mess- und identifizierbar ist.

Bei PMSM in Dreieckschaltung wirkt sich die Nullflussverkettung als Nullstrom aus. Bei Sternschaltung ist, bei nicht angeschlossenen Sternpunkt, eine Nullspannung messbar. Diese Größen müssen für die Parameteridentifikation auch an der Prüflings PMSM messbar sein. Ein Prüfling mit der Möglichkeit der Messung der Strangströme und der Nullspannung ist hierzu im Kapitel 4 Prüfling beschrieben. Die Erfassung der Messwerte u_0 oder i_0 zur Identifikation der Nullflussverkettung wird für gleiche Betriebspunkte wie die der dq-Flussverkettungen (i_d, i_q, ω) durchgeführt. Das Betriebsverhalten beider Verschaltungsarten ist bei gleichen dq-Strömen unterschiedlich und kann wie beschrieben, nicht direkt ineinander umgerechnet oder miteinander verglichen werden [E2, S5, S11]. Im Folgenden wird die Parameteridentifikation der Nullflussverkettung über die erfassten Zeitverläufe der gemessenen Größen für Stern- und Dreieckschaltung erläutert.

Dreieckschaltung

Die Betrachtung der letzten Zeile der Systemgleichung (2.23) beziehungsweise die Darstellung des Ersatzschaltbilds für Dreieckschaltung führt auf die Gleichung (3.27) für die Nullkomponente. Bei der Erfassung der Ströme ist zu beachten, dass die Nullflussverkettung der im Dreieck geschalteten PMSM sich

drehzahlabhängig verhält [E2, S5]. Es muss zu jeder dq-Strom Kombination bei jeweiliger konstanter Drehzahl (Drehzahlstützstelle) die Nullflussverkettung berechnet werden. Auf eine analytische Näherung des Verlaufs der Drehzahlabhängigkeit über die Drehzahl wird in dieser Arbeit verzichtet.

$$0 = R \cdot i_0 + \frac{d}{dt} \psi_0 \quad (3.27)$$

Wie in der letzten Zeile (3.27) der dq0-Systemgleichungen ersichtlich, kann durch die zeitliche Integration des Spannungsabfalls des Nullstroms über dem Statorwiderstand die Nullflussverkettung (3.28) ermittelt werden. Dabei stellt das unbestimmte Integral beziehungsweise die Stammfunktion den Verlauf der Nullflussverkettung dar.

$$\psi_0 = \int_{t_0}^{t_1} -R \cdot i_0 dt \quad (3.28)$$

Vorraussetzung ist, dass wie in Kapitel 2 Modellbildung beschrieben, die dq-Ströme konstant sind und eine Wechselwirkung durch die differentiellen Induktivitäten des Nullsystems vernachlässigt werden kann. Die zeitliche Änderung der Nullflussverkettung folgt ausschließlich aufgrund der Änderung der Rotorposition mit dem Term $\frac{\partial \psi_0}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt}$ dabei ist $\frac{d\gamma}{dt} = \omega$. Die Integrationsgrenzen t_0 bis t_1 können beispielsweise zu $t = \frac{\gamma}{\omega}$ mit $\gamma_1 = 2\pi$ und $\gamma_0 = 0$ gewählt. Wie hergeleitet, ist für die präzise Messung des Nullstroms die Messung der Strangströme notwendig. Dazu ist der im Folgenden Kapitel beschriebene Prüfling erforderlich. Zusätzlich ist zur Bestimmung des Spannungsabfalls $R \cdot i_0$ der präzise ermittelte Statorwiderstand erforderlich. In Gleichung (3.28) ist die Berechnung der Nullflussverkettung über das Integral beschrieben. Es ist zu beachten, dass dies eine offene Integration darstellt, eventuelle Fehler und Messungenauigkeiten können das Ergebnis deutlich verfälschen.

In dieser Arbeit ist diese Integration durch eine Vereinfachung mittels einer Fourierreihe ersetzt. Hierzu wird der gemessene Nullstrom wie zuvor auch die dq-Spannungen durch eine Fourierreihe nach (3.8) in Sinus-Kosinus-Form dargestellt (3.29).

$$i_0(t) = \bar{i}_0 + \sum_{v=1}^N i_{0,a,v} \cdot \cos(\omega vt) + i_{0,b,v} \cdot \sin(\omega vt) \quad (3.29)$$

Die Integration der Fourierreihe kann allgemein erfolgen, als Integration der einzelnen Sinus- und Kosinusterme der Fourierreihe. Durch deren Periodizität

entspricht eine Integration einem Vertauschen der Fourierkoeffizienten sowie deren Faktorisierung aufgrund der Kettenregel. Wie auch bei der Bestimmung der dq-Flussverkettungen kann die Auswertung vereinfacht werden. Wie in der analytischen Herleitung [23] gezeigt, sowie auch in den Ergebnissen der numerischen Simulationen sichtbar, kann das Nullsystem auf Vielfache der dritten Harmonischen des Wechselanteils vereinfacht werden. Das Nullsystem wird ausschließlich als Wechselanteil angenommen, der Gleichanteil der Fourierreihe $\frac{a_0}{2}$ kann vernachlässigt werden. Die Lösung von Gleichung (3.28) mit der Fourierreihe ist in (3.30) dargestellt. Über Gleichung (3.26) kann der Zeitverlauf der Nullflussverkettung in den winkelabhängigen Verlauf der Nullflussverkettung überführt werden.

$$\psi_0(t) = -\frac{R}{\omega} \cdot \sum_{\nu=1}^N -\frac{i_{0,b,\nu}}{\nu} \cdot \cos(\omega\nu t) + \frac{i_{0,a,\nu}}{\nu} \cdot \sin(\omega\nu t) \quad (3.30)$$

In Abb. 3.5 ist der über die FEM berechnete Nullstrom (in rot), sowie die zugehörigen Fourierkoeffizienten dargestellt.

Die berechneten Koeffizienten nach Gleichung (3.30) ergeben die Fourierkoeffizienten der Nullflussverkettung in Dreieckschaltung, diese sind in braun dargestellt. Weiterhin ist in braun die aus diesen Koeffizienten rekonstruierte Nullflussverkettung ψ_0 dargestellt, in schwarz ist die mittels FEM berechnete Nullflussverkettung mit ihren Fourierkoeffizienten eingezeichnet.

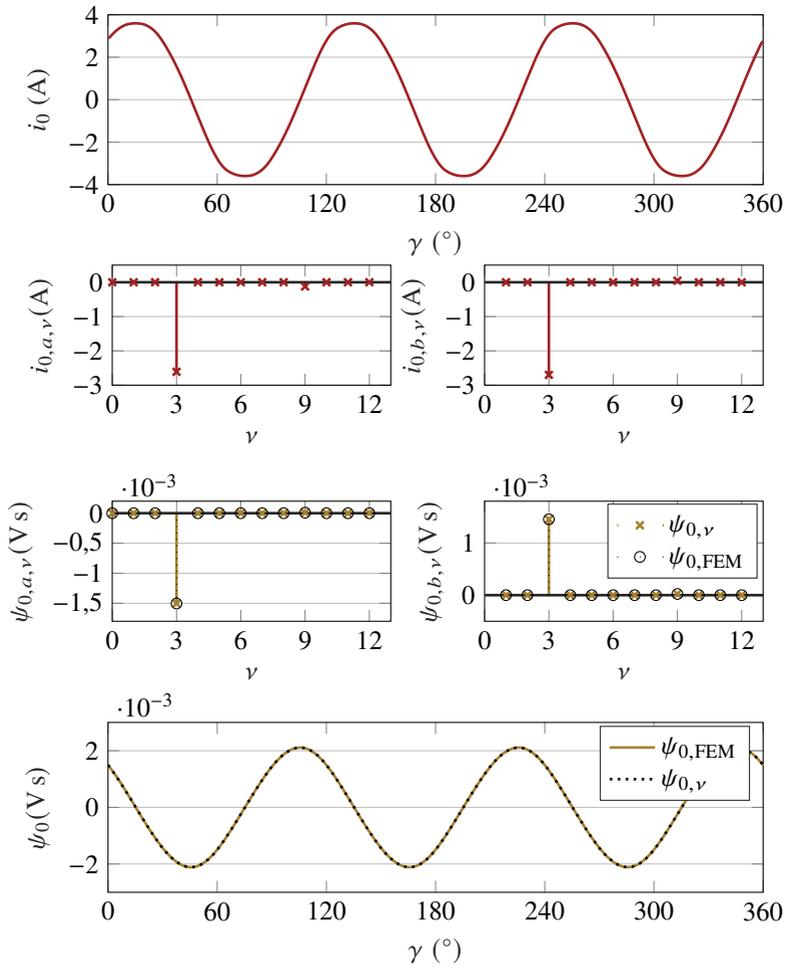


Abbildung 3.5: Nullstrom i_0 (in rot), Nullflussverkettung ψ_0 (in braun) und Fourierkoeffizienten bei $i_d = -9$ A, $i_q = 9$ A und einer Drehzahl von $n = 1000$ min $^{-1}$, dargestellt über den Winkel γ (in °).

Sternschaltung

Die Nullflussverkettung für Sternschaltung kann mit der letzten Zeile der Systemgleichungen (2.23) beschrieben werden. Wie im Ersatzschaltbild sichtbar ist bei Sternschaltung ohne angeschlossenen Sternpunkt kein Nullstrom möglich. Die Gleichung vereinfacht sich somit zu (3.31).

$$u_0 = \frac{d}{dt} \psi_0 \quad (3.31)$$

Die Integration der Nullspannung, welche messtechnisch am Prüfling erfasst werden muss, führt auf die Nullflussverkettung (3.32).

$$\psi_0 = \int_{t_0}^{t_1} u_0 dt \quad (3.32)$$

Zuerst wird ähnlich wie bei der Dreieckschaltung, die Nullspannung als Fourierreihe dargestellt (3.33).

$$u_0(t) = \bar{u}_0 + \sum_{\nu=1}^N u_{0,a,\nu} \cdot \cos(\omega\nu t) + u_{0,b,\nu} \cdot \sin(\omega\nu t) \quad (3.33)$$

Die Bildung des Integrals beziehungsweise der Stammfunktion der gemessenen Spannung kann auch hier, äquivalent wie für die Dreieckschaltung, bei konstanten Strömen und Drehzahlen erfolgen. Die Integrationsgrenzen t_0 bis t_1 werden zu $t = \frac{\gamma}{\omega}$ mit $\gamma_1 = 2\pi$ und $\gamma_0 = 0$ gewählt. Die Stammfunktion ergibt sich durch die Integration der Fourierreihe der Nullspannung nach Gleichung (3.34). Eine Multiplikation mit dem Statorwiderstand wie wbei der Dreieckschaltung entfällt hierbei.

$$\psi_0(t) = \frac{1}{\omega} \cdot \sum_{\nu=1}^N -\frac{u_{0,b,\nu}}{\nu} \cdot \cos(\omega\nu t) + \frac{u_{0,a,\nu}}{\nu} \cdot \sin(\omega\nu t) \quad (3.34)$$

Bei Sternschaltung existiert kein Nullstrom. Somit ist auch eine frequenzabhängige nichtlineare Rückwirkung des Nullstroms auf die Flussverkettungen wie in [E2] mittels numerischer Simulation gezeigt, bei Sternschaltung mit nicht angeschlossenen Sternpunkt nicht möglich. Die Parameteridentifikation der Nullflussverkettung ist bei fester, bekannter Frequenz ausreichend.

In Abb. 3.6 sind die über die FEM berechnete Nullspannung (in blau), sowie die zugehörigen Fourierkoeffizienten dargestellt.

Die berechneten Koeffizienten nach Gleichung (3.34) ergeben die Fourierko-

effizienten (in braun) der Nullflussverkettung ψ_0 in Sternschaltung. Weiterhin ist in braun die aus diesen Koeffizienten rekonstruierte Nullflussverkettung dargestellt. In schwarz ist die mittels FEM berechnete Nullflussverkettung mit ihren Fourierkoeffizienten.

Auf die Messung der Nullspannung gegenüber einem künstlichen Sternpunkt wird im Kapitel 4 im Detail eingegangen.

Die ermittelten dq-Flussverkettungen und die Nullflussverkettung sind mehrdimensionale Größen. Für die Simulationen und die Regelungen bietet sich das Abspeichern dieser Flussverkettungen als sogenannte *Lookup-Tabellen* an.

Der Inhalt dieser Flussverkettungstabellen sind die zu festen Drehzahlstützstellen und diskreten Winkel- und Stromstützstellen abgelegten Flussverkettungen in Tabellenform mit $\psi_d(i_d, i_q, \gamma)|_{\omega_x}$ und $\psi_q(i_d, i_q, \gamma)|_{\omega_x}$ sowie $\psi_0(i_d, i_q, \gamma)|_{\omega_x}$.

Die Drehzahlstützstellen sind beispielsweise $\omega_x = \{-500, -300, 300, 500\} \text{s}^{-1}$, die Winkelstützstellen von $\gamma = \{0^\circ, 3^\circ, 6^\circ, \dots, 360^\circ\}$. Die Stromstützstellen i_{dq} von -16 bis 16 A im Raster von $0,2$ A. Zusammen mit dem mittels Gleichstrommessung erfassten Statorwiderstand R sind somit die Parameter des dq0-Modells der PMSM vollständig.

In diesem Kapitel wurde gezeigt, dass bei der Vermessung des Prüflings mit konstant (ideal glatt) eingeregelter dq-Strömen am Prüfstand die Lösung der verkoppelten Differentialgleichungen der PMSM sowie die Bestimmung der Nullflussverkettung möglich ist. Die Lösung der Differentialgleichung wird durch einen mathematischen Lösungsansatz ermöglicht. Die berechneten Flussverkettungen sind für die Implementierung in Simulation und Regelung als *Lookup-Tabellen* abgespeichert und bereitgehalten.

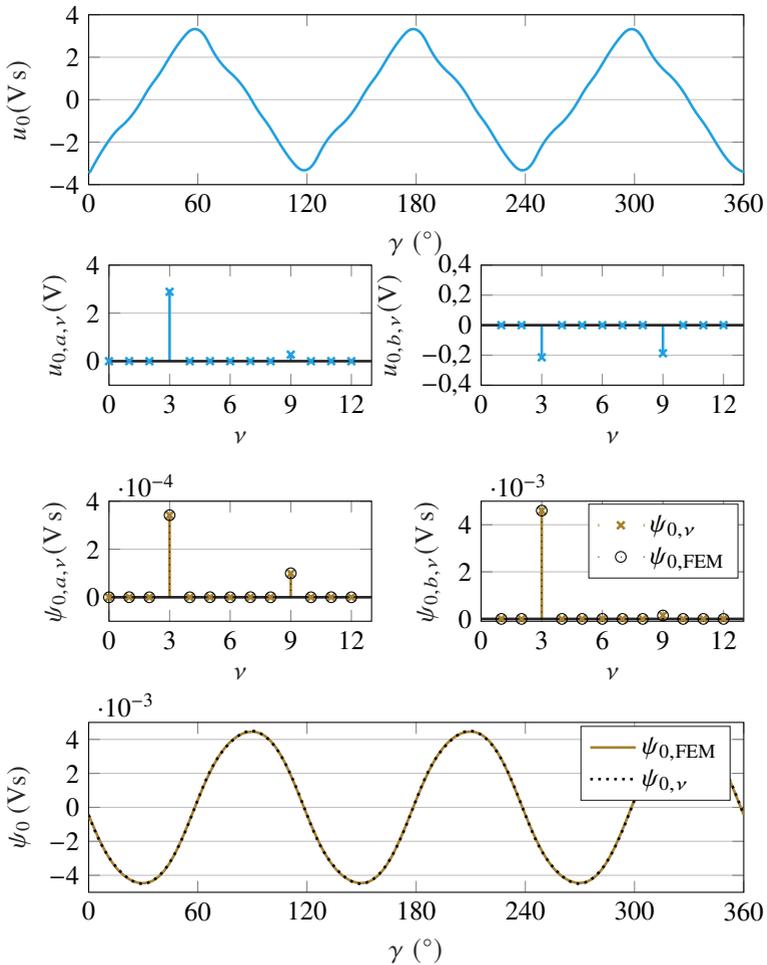


Abbildung 3.6: Nullspannung u_0 (in blau), Nullflussverketung ψ_0 (in braun) und Fourierkoeffizienten bei $i_d = -9$ A, $i_q = 9$ A und einer Drehzahl von $n = 1000 \text{ min}^{-1}$, dargestellt über den elektrischen Winkel γ in ($^\circ$).

4

Prüfling

In diesem Kapitel wird auf die Auslegung, die numerische Berechnung, die Sensorik, die Schaltungsart und den Aufbau des zur Validierung der Modellbildung, der Parameteridentifikation und der Regelung verwendeten Prüflings eingegangen. Für die bessere Vergleichbarkeit der Schaltungsarten soll der gleiche Prüfling in Dreieck- oder in Sternschaltung betrieben werden. Die Anforderung an den Aufbau des Prüflings sind nicht wie üblich der Bauraum oder die Drehmoment und Drehzahl Charakteristik, sondern die Schaltung in Stern und Dreieck sowie die Integration der Sensorik. Zur Beschränkung des Konstruktionsaufwands wird auf einen kommerziell verfügbaren Stator- und Rotorblechschnitt zurückgegriffen.

4.1 Anforderungen

Im Gegensatz zur üblichen Auslegung von PMSM mit dem Ziel einer bestimmten Drehzahl, eines bestimmten Drehmoments, minimalem Bauraum oder ähnlichen Kriterien sind in diesem Fall die Anforderungen anders gewählt. Die Auslegungskriterien sind zum einem die Leistungsklasse des verfügbaren Prüfstands, zum anderen die Bauraumbeschränkungen aufgrund der benötigten Sensorik und der Möglichkeit der Stern- und Dreieckschaltung.

Der Vergleich der Wicklungskonfigurationen kann auf verschiedene Art und Weise erfolgen. So kann durch das Anpassen des Stator- und Rotordesigns eine Vergleichbarkeit erreicht werden, dies hat jedoch unterschiedliche Maschinen

mit unterschiedlichen Fertigungseinflüssen und weiteren Einflusseffekten zur Folge. Auch kann bei gleichem Stator- und Rotordesign durch die Anpassung der Windungszahl und des Drahtquerschnitts ein gleicher Arbeitsbereich sichergestellt werden. Beide Möglichkeiten erfordern jedoch zwei Prüflinge.

In dieser Arbeit erfolgt der Vergleich beider Wicklungskonfigurationen bei gleichem Strangstrom in Sternschaltung wie auch in Dreieckschaltung. Der vergleichbare Betriebsbereich ist durch die Erhöhung der Zwischenkreisspannung um den Faktor $\sqrt{3}$ für die Sternschaltung sichergestellt [6, S.455 ff.]. Damit ergeben sich in Dreieck- und Sternschaltung gleiche Strangspannungen. Auch der Vergleich mit den Ergebnissen der FEM ist durch diesen Ansatz einfacher möglich.

Der zum Betrieb des Prüflings zur Verfügung stehende Prüfstand, welcher detailliert im Kapitel 5 beschrieben wird, hat die in Tab. 4.1 aufgelisteten Leistungsdaten, diese sind Teil der Randbedingungen für die Auslegung.

Tabelle 4.1: Parameter Prüfstand

Parameter	Symbol	Wert (max.)	Einheit
Drehzahl	n	5000	min^{-1}
Drehmoment	M	5,0	N m
Strom	i	100	A
Zwischenkreisspannung	U_{ZK}	100	V

Ein weiterer Teil der Anforderungen an die Auslegung ist die Möglichkeit, die Strangströme und die Sternpunktspannungen messen zu können. Zusätzlich soll die symmetrische Schaltung der Stränge sichergestellt sein. Etwaige Asymmetrien der Widerstände oder Induktivitäten insbesondere durch die Schaltungsart oder die Sensorik in Stern- wie auch Dreieckschaltung können dabei zu zusätzlichen Kreisströmen oder Sternpunktspannungen [8] führen.

Als Prüfling ist eine PMSM mit vergrabenen Magneten gewählt. Der Hersteller des Stator und Rotorblechschnitts ist die Firma *Kienle und Spiess GmbH*. Diese bietet fertig paketierte Statoren und Rotoren inklusive eingeklebter Permanentmagneten in abgestuften Größen an. Aufgrund der vorhandenen Erfahrungen und den gegebenen Fertigungsmöglichkeiten in der institutseigenen Werkstatt wurde als Stator design der PMSM eines mit einer verteilten Einschichtwicklung ausgewählt.

Für die symmetrische Stern- und Dreieckschaltung der Wicklungen wurde ein

Printed Circuit Board (PCB) Verschaltungsring entwickelt, auf dem durch die unterschiedliche Bestückung jeweils die Strangstrommessung für die Dreieckschaltung oder die Sternpunktspannungsmessung für Sternschaltung realisiert werden konnte. Die Abbildung 4.3 zeigt die entwickelte und eingesetzte Platine. Es wird davon ausgegangen, dass der Rotor- wie auch der Statorblechschnitt ideal symmetrisch ist und etwaige Fertigungseinflüsse vernachlässigbar sind. Zusätzlich wird angenommen, dass die Einflüsse durch das Einlegen der Wicklungen in die Nuten sowie der Einfluss des Wickelkopfes auf die Symmetrie gering sind. Durch den gegebenen Prüfstand und die Lastmaschine ist der Leistungsbereich von kleiner 1 kW bei einem maximalen Drehmoment von 5,0 N m vorgegeben. Bei einem Strangspannungseffektivwert von 34 V und einer elektrischen Leistung von 1 kW wird der Strangstromeffektivwert der Maschine vereinfacht abgeschätzt auf einen Wert zwischen 10 A und 15 A.

Für diesen Messbereich der Strangströme wurden aufgrund der geringen Baugröße und hoher Genauigkeit die Stromsensoren der Firma *LEM* vom Typ *CKSR-25 NP* ausgewählt [D1]. Die Abmessungen dieser Stromsensoren sind 22 mm in der Länge und 13,5 mm in der Breite. Durch die symmetrische Platzierung der Sensoren zur Strommessung in den Wicklungen und die Integration der Sensoren auf der Leiterplatte muss der entsprechende Bauraum im Maschinendesign beachtet werden. Die Strommessung der Dreieckschaltung mit der möglichst kurzen Anbindung an die Wicklungen sowie die Größe der Stromsensoren auf der Leiterplatte legt den Durchmesser des Stators fest. Die Leiterplatte ist in das Statorgehäuse integriert. Unter Berücksichtigung der von *Kienle und Spiess GmbH* zur Verfügung stehenden Stator- und Rotorblechschnitt wurde das Design vom Typ *KSPM 80/4.70* ausgewählt. Dieses bietet ausreichend Platz zwischen Statorinnendurchmesser und Statoraußendurchmesser für die Sensorik.

Für die weiteren Berechnungen sind der Innen- wie auch Außendurchmesser, die Zwischenkreisspannung von 48 V wie auch der maximale Strom kleiner 25 A festgelegt. Das gewählte Stator design ist in Abb. 4.1 dargestellt. Weitere Geometriedaten der PMSM vom Typ *KSPM 80/4.70* sind in Tab. 4.2 aufgelistet.

Vor der Berechnung der genauen Betriebsparameter in der FEM wird zunächst eine vereinfachte analytische Auslegung durchgeführt, um die Windungszahl und aktive Eisenlänge festzulegen.

Tabelle 4.2: Geometriedaten der *KSPM 80/4.70*

Parameter	Symbol	Wert	Einheit
Statorinnendurchmesser	D_i	70	mm
Statoraußendurchmesser	D_a	120	mm
Anzahl der Nuten	N	24	
Rotorinnendurchmesser	d_i	25	mm
Rotoraußendurchmesser	d_a	69	mm
Anzahl der Polpaare	p	2	
Anzahl der Stränge	m	3	

4.2 Analytische Berechnungen

Die analytische Berechnung und die Auslegung des Prüflings zur Parametrierung der FEM Berechnung erfolgt für die Stranggrößen der PMSM. Die Berechnungen folgen dabei den Vorgaben aus [13, S.569 ff.]. Mit den zuvor festgelegten Randbedingungen des Durchmessers, der elektrischen Leistung, der Spannung und des maximalen Stroms werden die fehlenden Parameter hergeleitet.

Die *Kienle und Spiess GmbH* bietet für das gewählte Design *KSPM 80/4.70* verschiedene Längen, ab 30 mm in 10 mm Schritten, an. Als erste Iteration der Auslegung werden die fehlenden Größen für die kürzeste mögliche aktive Eisenlänge von 30 mm berechnet. Ausgehend davon werden die weiteren Größen abgeschätzt und geprüft ob diese, die vorgegebenen Anforderungen erfüllen. Zum Abschätzen der Leistung der PMSM wird die vereinfachte Gleichung der inneren Scheinleistung nach (4.7) angewendet [13, S.569 ff.].

Zuerst wird hierzu die Windungszahl w bestimmt. Der ohmsche und induktive Spannungsabfall im Strang ist in den vereinfachten Gleichungen vernachlässigt und wird durch eine nachträgliche Korrektur der Windungszahl berücksichtigt. Die maximale induzierte Spannung (Effektivwert) im Strang ist zu $u_{\text{ind}} < \frac{48}{\sqrt{2}} \text{ V}$ angenommen. Dies folgt aus der Raumzeiger-, beziehungsweise Super-Sinus-Modulation nach [38, S. 268] bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{\text{ZK}} = 48 \text{ V}$ in Dreieckschaltung. Die Frequenz ist über die gewünschte Eckdrehzahl $n_{\text{Eck}} = 1500 \text{ min}^{-1}$ festgelegt zu:

$$\omega_{\text{Eck}} = 2\pi \cdot p \cdot n_{\text{Eck}} \tag{4.1}$$

Der Wicklungsfaktor ist bei dem vorgegebenen Design zu $\xi = 0,966$ berechnet. Über den Hauptfluss Φ_h kann die Windungszahl nach Gleichung (4.2) berechnet werden [13, S. 114].

$$u_{\text{ind}} = \omega_{\text{Eck}} \cdot (\xi \cdot w) \cdot \Phi_h \quad (4.2)$$

Der Hauptfluss Φ_h ergibt sich mit Gleichung (4.3) [13, S. 276]. Die Flussdichte \hat{B} wird als Richtwert für Drehfeldmaschinen nach der Literatur zu typischen 0,8 T angenommen [13, S. 582]. Die Berücksichtigung der messtechnisch bestimmten Flussdichte des im Rotor verwendeten Permanentmagnetmaterials ist möglich und kann beispielsweise über das magnetische Ersatzschaltbild des Rotors mit eingebetteten Magneten bestimmt werden, dies ist jedoch nicht Teil dieser Arbeit. Die aktive Eisenlänge l_{Fe} ist 30 mm.

$$\Phi_h = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{B} \cdot \tau_p \cdot l_{\text{Fe}} \quad (4.3)$$

Die Polteilung berechnet sich nach Gleichung (4.4) mit dem Statorinnendurchmesser von 70 mm.

$$\tau_p = \frac{D_i \cdot \pi}{2 \cdot p} \quad (4.4)$$

Die theoretische berechnete Windungszahl ergibt sich zu $w \approx 133$. Bei Einschichtwicklungen, ohne parallele Spulengruppen sondern mit in Serie geschalteten Spulengruppen, entspricht die Zahl der Leiter pro Nut w , der Anzahl der Wicklungen der Spulen der Stränge w_{Sp} . Die Lochzahl q der PMSM ist 2. Es folgt nach Gleichung (4.5) : $w = 2 \cdot 2 \cdot 33 = 132$, die Anzahl der theoretischen Wicklungen pro Spule liegt somit bei $w_{\text{Sp}} = 33$.

$$w = p \cdot q \cdot w_{\text{Sp}} \quad (4.5)$$

Der Drahtdurchmesser ist aus Fertigungsgründe, im Hinblick auf den Nutfüllfaktor und die Stromtragfähigkeit zu 1,25 mm festgelegt. Mit den vorgeschlagenen Stromdichten im Leiter aus [13, S. 580], welche zwischen $6 \dots 15 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$ liegen sollen wird der maximale Dauerstrom Effektivwert im Strang auf 12 A festgelegt. Dies liegt im unteren Bereich der typischen Stromdichten im Leiter, was im Hinblick auf das einfache Kühlkonzept mittels Konvektion sinnvoll ist. Mit dem festgelegten Drahtquerschnitt, dem spezifischen Widerstand sowie einer abgeschätzten Drahtlänge von 32 m bei $w_{\text{Sp}} = 33$ ergibt sich ein Strangwiderstand von $\approx 450 \text{ m}\Omega$. Mit dem Dauerstrom Effektivwert folgt ein ohmscher Spannungsabfall am Widerstand von fast 6 V. Der ohmsche Spannungsabfall, wie auch der induktive Spannungsabfall im Betrieb, muss insbesondere bei Antrie-

ben mit kleiner Zwischenkreisspannung beachtet werden. Die Windungen pro Spule und somit die induzierte Spannung sollten entsprechend reduziert werden. Unter der Annahme, dass die Windungszahl proportional zur induzierten Spannung ist, muss die Anzahl der Windungen pro Spule zur Kompensation des ohmschen Spannungsabfalls kleiner 27 sein damit die maximale Spannung nicht überschritten wird. Mit dem Statorschnitt aus Abb. 4.1 wurde in Fertigungsversuchen die maximale Anzahl der einlegbaren Leiter pro Statornut beziehungsweise Windungen pro Spule auf $w_{Sp} = 23$ Windungen ermittelt. Durch die ermittelte maximal einlegbare Anzahl von 23 Windungen pro Nut liegt eine ausreichende Reserve zur maximalen Spannung vor.

Der errechnete Strombelag ergibt sich zu $A \approx 30 \frac{A}{mm}$. Dies ist nach der Literatur ein plausibler Wert der Strombelags (A zwischen $30 \dots 120 \frac{A}{mm}$) für luftgekühlte PMSM [13, S. 580].

$$A = I \cdot \frac{2 \cdot m \cdot w}{\pi \cdot D_i} \quad (4.6)$$

Auf weitere Iterationsschritte wurde verzichtet. Die aktive Eisenlänge ist somit zu 30 mm festgelegt. Aufgrund der Anforderungen an den Leistungsbereich sowie der Wicklungskonfiguration und der Sensorik ist das Verhältnis zwischen Durchmesser und aktiver Eisenlänge nicht wie üblich zu $l_{Fe} \approx D_i$ gewählt. Es wird trotzdem auch für diese Maschine angenommen, dass parasitäre Effekte durch den Wickelkopf vernachlässigt werden können.

Mit dem Strangstromeffektivwert von 12 A und der Windungszahl $w_{Sp} = 23$ kann die innere Leistung nach (4.7) berechnet werden.

$$P_{si} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot A \cdot \xi \cdot \hat{B} \cdot D_i^2 \cdot l_{Fe} \cdot n_{Eck} \quad (4.7)$$

Die innere Scheinleistung [13, S. 569] ergibt sich nach dem Einsetzen der Werte zu $P_{si} \approx 597$ VA. Diese ist kleiner 1 kW und liegt im gewünschten Leistungsbereich. Für die im Kapitel 7 vorgestellten Ergebnisse der Flussverkettungen und zur genaueren Bestimmung der Betriebsparameter erfolgt die numerische Simulation der PMSM mit den ermittelten Kenngrößen.

4.3 Numerische Berechnungen

Mit den ermittelten Kenngrößen aus den analytischen Berechnungen, sowie dem vorgegebenen Rotor- und Statorblechschnitt wird die numerische Simulation mittels FEM Software durchgeführt. Diese ermöglicht die Berücksichtigung der nichtlinearen Effekte wie die Sättigung des Elektroblechs der PMSM zur

Bestimmung der Flussverkettungen. Ziel ist die Bestätigung der analytischen Berechnungen, der Vergleich der berechneten und gemessenen Flussverkettungen sowie die Validierung der in Kapitel 3 vorgestellten Parameteridentifikation. Die Prinzipien und Grundlagen der FEM Berechnung elektrischer Maschinen sind ausgiebig in der Literatur beschrieben [13]. Aus Gründen der verfügbaren Rechenkapazität wird eine ausschließlich zweidimensionale Berechnung als ausreichend erachtet. Als Software wird *Flux 2D* der Firma *Altair* verwendet. Das Kernthema dieser Arbeit liegt auf der Bestimmung der Flussverkettungskennfelder und des Drehmoments, weshalb auf die Berechnung der Eisenverluste in der FEM verzichtet wird. In den Ergebnissen werden die Eisenverluste in den Prüfstandsmessungen ermittelt und für den Vergleich mit der FEM herausgerechnet. In der FEM Software ist der Stator- wie auch der Rotorblechschnitt hinterlegt. Die Materialien und Einstellungen sind entsprechend dem *KSPM 80/4.70* Datenblatt gewählt. Als weichmagnetisches Material wird Elektroblech vom Typ *M400-50A* vorgegeben. Das hartmagnetische Material der Permanentmagneten ist Neodym-Eisen-Bor des Typs *N40UH*. Die Kennlinien sind in der FEM Software als Tabellen abgelegt. Die Anzahl der Windungen pro Spule ist mit $w_{sp} = 23$ der analytischen Auslegung entnommen. Die Spulen sind seriell zu den Wicklungen zusammengefasst. Diese Wicklungen werden je nach untersuchter Wicklungskonfiguration in der FEM Software in Stern oder Dreieck geschaltet. Der Statorwiderstand wurde für die finalen gezeigten Ergebnisse nachträglich dem am Prüfling tatsächlich gemessenen Statorwiderstand angepasst.

Die FEM Software wird dabei über eine Toolkette aufbauend auf der Software *Matlab* bedient. Eine Dokumentation dieser Toolkette findet sich in [E2, S5, 49]. In der Toolkette werden dabei verschiedene dq-Ströme, welche über die als Statorstrombetrag und Vorsteuerwinkel bezeichneten Größen festgelegt sind, eingestellt. Dies erfolgt bei fester Drehzahl an verschiedenen Rotorpositionen. Aus den eingestellten Arbeitspunkten werden automatisiert die Vektorpotentiale berechnet [49, S. 92]. Aus den berechneten Vektorpotential im Stator- und Rotor werden die Stranggrößen der Flussverkettung abgeleitet. Die Transformation der Stranggrößen in das rotorfeste Bezugssystem ergibt die gesuchten dq0-Flussverkettungen.

Häufig ist es ausreichend, aufgrund der Rotationssymmetrie elektrischer Maschinen ausschließlich eine Zonenbreite der Maschine in der Simulation zu berechnen. Aufgrund des frequenzabhängigen Nullstroms in Dreieckschaltung wurde ein Einschwingvorgang der Nullkomponente in der Flussverkettung und im Nullstrom der FEM Rechnung festgestellt. Es hat sich gezeigt, dass bei Dreieckschaltung und der Software *Flux 2D* eine Simulation aller Zonen (Vollschnitt) sowie die Auswertung mehrerer Perioden für die stationäre Aus-

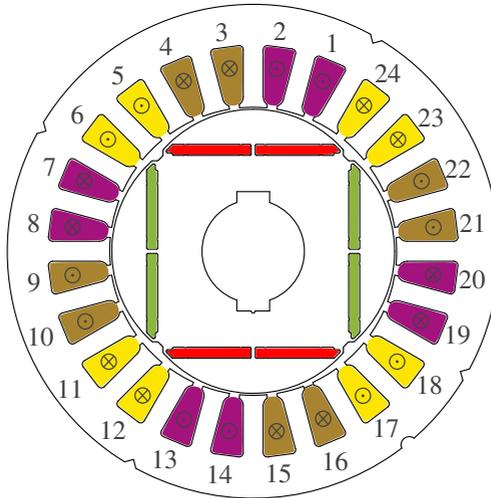


Abbildung 4.1: Stator- und Rotorschnittbild der PMSM KSPM 80/4.70 von Kienle und Spiess GmbH³. Farblich gekennzeichnet, die Verteilung der Spulen. Die Durchflutung ist symbolisch in die Nuten eingezeichnet. Die Nuten sind nummeriert für die Zuordnung der Spulen.

wertung erforderlich ist. Zusätzlich wurden aufgrund der Frequenzabhängigkeit des Nullstroms und der Nullflussverkettung und deren Auswirkungen auf die dq-Flussverkettungen bei Dreieckschaltung [E2] verschiedene Drehzahlen simuliert. Dies erweitert die Rechenzeit der FEM zusätzlich zur notwendigen Berechnung aller Zonen und mehrerer Perioden.

Das Ergebnis der Simulationen sind Tabellen für die Stern- und Dreieckschaltung, welche die Flussverkettungen $\Psi_{dq0}(i_d, i_q, \gamma, \omega)$, den Nullstrom $i_0(i_d, i_q, \gamma, \omega)$ oder die Nullspannung $u_0(i_d, i_q, \gamma, \omega)$ und das Drehmoment $M(i_d, i_q, \gamma, \omega)$ zu allen Strom-, Winkel-, und Drehzahlstützstellen beinhalten.

Der Betriebsbereich des Prüflings mit den in der FEM Simulation bestimmten Daten ist im Drehmoment-Drehzahl-Diagramm (Mn-Diagramm) als durchgezogene schwarze Linie, in Abb. 4.2 dargestellt. Im Vorgriff ist in Abb. 4.2 in grau das Ergebnis der Prüfstandsmessung des Prüflings dargestellt.

Der Betriebsbereich wurde dabei unter Berücksichtigung der maximalen Strangspannung und der maximalen Strangströme mittels einer MTPA⁴/MTPV⁵-

³Quelle: Kienle und Spiess GmbH

Optimierung bestimmt [50]. Die Eingangsgrößen der Berechnung sind die am Prüfstand bestimmten dq0-Flussverkettungen sowie der gemessene Statorwiderstand für das grau hinterlegte Diagramm. Die dq0-Flussverkettungen der FEM Rechnung sind als schwarze Grenzkurve eingezeichnet. Das Drehmoment der Berechnungen ist dabei das über eine mechanische Umdrehung gemittelte aus den Flussverkettungen berechnete innere Drehmoment bei konstanten dq-Strömen nach Gleichung (4.8). Es ist erkennbar, dass die Berechnung und die Messung einen ähnlichen Arbeitsbereich abdecken.

$$M_i = \frac{3}{2} p (\psi_d(i_d, i_q) \cdot i_q - \psi_q(i_d, i_q) \cdot i_d) \quad (4.8)$$

Aus dem Mn-Diagramm lassen sich die Leistungen der PMSM bestimmen. Die betragsmäßig maximale Leistung in der Simulation im motorischen Betrieb ergibt sich zu 521 W. Im generatorischen Betrieb ergibt sich die maximale Leistung zu 783 W. Entgegen der Darstellung der Betriebsbereiche größerer PMSM Antriebe, welche einen annähernd symmetrischen Betriebsbereichs aufweisen, ist bei kleinen Antrieben eine deutliche Asymmetrie zwischen motorischem und generatorischem Betrieb sichtbar. Dies ist in Abb. 4.2 in Messung und FEM dargestellt.

⁴MTPA: Maximales Drehmoment (Torque) Pro Ampere

⁵MTPV: Maximales Drehmoment (Torque) Pro Volt

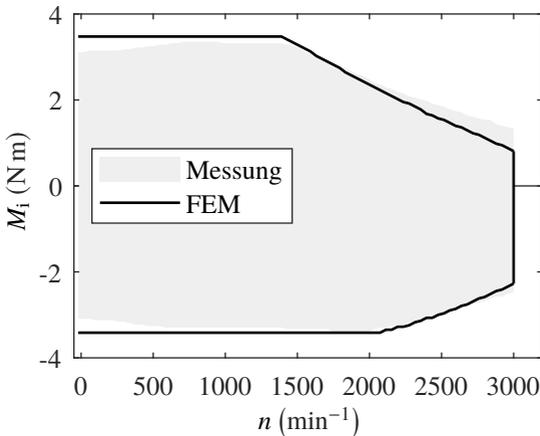


Abbildung 4.2: Mn-Kennfeld mit den Ergebnissen der Finite-Elemente-Methode (FEM) Simulation und der Messung (Dreieckschaltung) in grau schattiert.

Die Ursache der Abweichung von motorischem und generatorischem Betrieb, lässt sich unter anderem auf den hohen ohmschen Spannungsabfall am Statorwiderstand zurückführen. Im generatorischen Betrieb wird die ohmsche Verlustleistung und somit auch der Spannungsabfall über die mechanische Leistung an der Welle gedeckt. Beim motorischen Betrieb aus der elektrischen Eingangsleistung. Mit einem maximalen Strangstromeffektivwert, festgelegt zu ≈ 12 A, ergibt sich mit dem am Prüfling gemessenen Statorwiderstand (Strangwiderstand) von $346,66$ m Ω ein Spannungsabfall von ungefähr $4,2$ V. Die verfügbare Spannung bei Eckdrehzahl ist bei maximalem Strom somit im motorischen Betrieb geringer als im generatorischen Betrieb.

Auch in der analytischen Berechnung wird diese Abweichung deutlich. Dort wird bei der Berechnung der inneren Scheinleistung auch der ohmsche Spannungsabfall vernachlässigt. Aus der analytischen Auslegung errechnet sich ein Wert von ≈ 597 VA als innere Scheinleistung.

Allgemein ist bei elektrischen Maschinen, welche bei geringer Zwischenkreisspannung betrieben, wie die in dieser Arbeit vorgestellte PMSM, der Spannungsabfall am Statorwiderstand eine wichtige Einflussgröße.

Wird eine Zwischenkreisspannung von 48 V bei Dreieckschaltung angenommen, die maximale Strangspannung bei Raumzeiger Modulation beträgt ≈ 34 V. Bei einem Spannungsabfall von $4,2$ V am Statorwiderstand verschiebt dieser den

Eckpunkt um bis zu 13 %.

Das betragsmäßig maximale Drehmoment bei des Prüflings wurde im motorischen Betrieb zu 3,42 N m, im generatorischen Betrieb 3,54 N m ermittelt. Die Kenndaten des Prüflings in Stranggrößen (am Beispiel der Dreieckschaltung) sind in Tab. 4.3 aufgelistet. Die Induktivitätswerte (linearisiert) sind aus den ermittelten Flussverkettungen abgeleitet. Hierzu wurden die nichtlinearen d- und q-Flussverkettung durch eine Ebene angenähert, deren Steigung der jeweiligen Achse den Induktivitätswert festlegt. Die Permanentmagneterregung ist aus der Flussverkettung der d-Achse im Leerlauf bestimmt, dies entspricht der d-Flussverkettung bei $i_d = 0$ A und $i_q = 0$ A.

Tabelle 4.3: Datenblatt des Prüflings (motorisch)

Parameter	Symbol	Wert		Einheit
		nom.	max.	
Strangstromeffektivwert	i		12	A
Drehmoment	M		3,42	N m
Drehzahl	n	1450	3000	min ⁻¹
Leistung	P		521	W
Polpaarzahl	p		2	
Strangspannungseffektivwert			34	V
Statorwiderstand (30 °C)	R		346,66	mΩ
Permanentmagnetfluss (30 °C)	ψ_{PM}		67,21	mV s
d-Induktivität (linearisiert)	L_d		2,26	mH
q-Induktivität (linearisiert)	L_q		3,88	mH

4.4 Wicklungskonfiguration und Messung

Das besondere an dem entworfenen Prüfling ist, dass die gleiche Maschine in Sternschaltung wie auch in Dreieckschaltung verwendet werden kann. Darüber hinaus soll die Messung der Sternpunktspannung in Sternschaltung sowie die Messung der Strangströme in Dreieckschaltung erfolgen. Wie beschrieben ist die symmetrische Schaltung der Stränge insbesondere bei Dreieckschaltung sicherzustellen. Für die Integration der Messung und der symmetrischen Schaltung der Wicklungen wurde ein PCB-Verschaltungsring mit zwei unterschiedlichen Bestückungsvarianten entworfen. Die Kupferdicke im Lagenaufbau der vierlagigen Platine ist entsprechend der geforderten Stromtragfähigkeit zu 105 μm

gewählt. Die Leiterplatte ist als 3D-Entwurf in Abb. 4.3 und gefertigt in der Variante der Dreieckschaltung in Abb. 4.4 dargestellt. Auf die Besonderheiten der Messung des Nullstroms und der Sternpunktspannung wird im Folgenden eingegangen.

Die Sensorik zur Erfassung der Rotorposition, der Überwachung der Temperatur über Thermoelemente sowie die detaillierte Erläuterung der eingesetzten Sensoren, ihres Messbereichs und der Auflösung ist zusammengefasst im Kapitel 5 im Abschnitt der Messwerterfassung beschrieben.

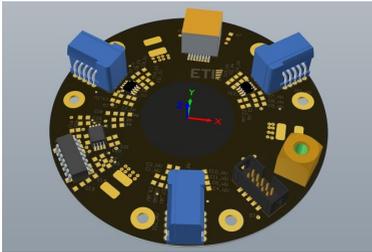


Abbildung 4.3: 3D-Darstellung der Leiterplatte für beide Bestückungsvarianten.

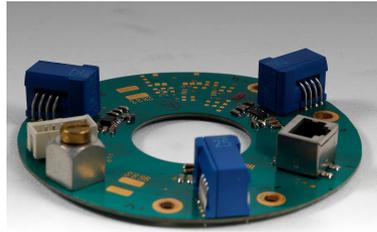


Abbildung 4.4: Leiterplatte in Bestückungsvariante Dreieckschaltung.

Dreieckschaltung

Für die Messung der Strangströme und die Bestimmung des Kreisstroms müssen die Stromsensoren der Maschine mit den Wicklungen in Serie geschaltet sein. Im Abschnitt 4.1 dieses Kapitels wurden die Stromsensoren des Typ *CKSR 25-NP* der Firma *LEM* aufgrund ihrer Genauigkeit und kompakten Baugröße ausgewählt. Diese sind symmetrisch auf der Leiterplatte verbaut. Die entsprechende Schaltung der drei Stränge (1, 2, 3) mit den Anschlusspunkten ± 1 , ± 2 , ± 3 ist in Abb. 4.5 gezeigt. Die Anschlusspunkte +1, +2, +3 sind die Stromrichter Anschlussklemmen der Maschine. Der Strom i_0 berechnet sich zu $i_0 = \frac{1}{3} (i_{12} + i_{23} + i_{31})$.

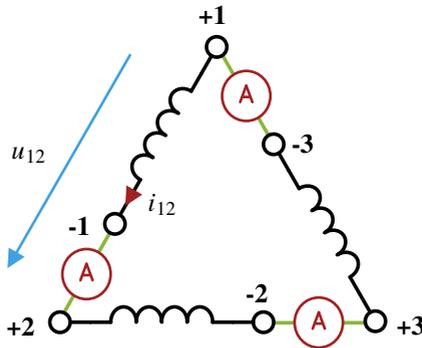


Abbildung 4.5: Skizze der Dreieckschaltung der Wicklungen der PMSM. Die Verbindungen des PCB-Verschaltungsringes sind in grün eingezeichnet. Die Strommessung im Strang ist in rot eingezeichnet.

Sternschaltung

Die Messung der Sternpunktspannung ist unterschiedlich umsetzbar. Eine offensichtliche Möglichkeit ist, die Spannung gegen ein festes Potential zu messen. Dies kann beispielsweise der Nullpunkt des Stromrichters, welcher in Abb. 2.12 dargestellt ist, sein. Der Nachteil der Messung gegen ein solches Potential ist, dass parasitäre Effekte des Stromrichters oder auch das angewendete Modulationsverfahren die Messung der Spannung beeinflussen.

In dieser Arbeit wurde sich für eine in [11, 51] vorgestellte einfachere Messmethode entschieden, welche die Messung der Gleichtaktspannung ohne zusätzlich Rechenoperation mit nur einem Sensor zulässt. Hierbei wird ein künstlicher Sternpunkt durch einen hochohmigen Spannungsteiler mit den Widerständen R_v an den Ausgangsklemmen +1, +2, +3 der Maschine generiert. Das gemessene Potential dieses künstlichen Sternpunktes gegenüber dem Sternpunkt der Maschine ergibt die Spannung u_0 mit $u_0 = \frac{1}{3}(u_1 + u_2 + u_3)$. Dies ist in Abb. 4.6 skizziert. Die Spannungsmessung erfolgt galvanisch getrennt über einen Isolationsverstärker. Die eingesetzten Bausteine sind im Prüfstands-Kapitel im Abschnitt der Messwerterfassung zusammengefasst. Als Widerstandswert R_v des Spannungsteilers ist in dieser Arbeit 10 k Ω gewählt.

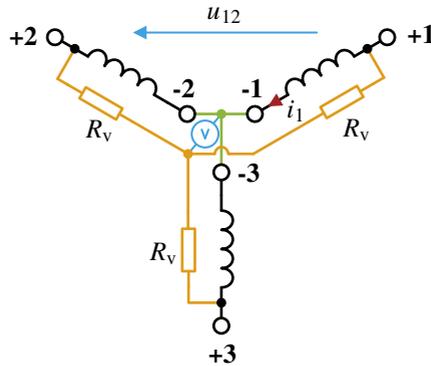


Abbildung 4.6: Skizze der Sternschaltung der Stränge der PMSM. Die Verbindungen des PCB-Verschaltungsrings sind in grün eingezeichnet. Der künstliche Sternpunkt in orange und die Spannungsmessung zum Sternpunkt in blau.

4.5 Fertigung und Aufbau

Der Aufbau der Maschine erfolgt mit dem beschriebenen Rotor- und Statorblechschnitt sowie mit genormten Bauteilen wie dem Gehäuse und den Lagerschildern. Dies ermöglicht den einfachen und unkomplizierten Aufbau des Prüflings. Das Gehäuse ist ein durch natürliche Konvektion luftgekühltes Gehäuse aus Aludruckguss und zugehörigen Lagerschild. Die Lagerung der Rotorwelle im Gehäuse erfolgt mit über Federscheiben vorgespannten Rillenkugellagern des Typs 6303-2Z der Firma SKF.

Der fertig paketierte Statorblechschnitt ist in das Statorgehäuse eingepresst. Die Spulen wurden vor dem Einlegen einzeln in einem Werkzeug vorgefertigt. Aus der Lochzahl, der Anzahl Nuten pro Pol und Strang $q = 2$ folgen zwei Spulen pro Pol und Strang. Mit $p = 2$ folgen somit vier Spulen pro Strang. Diese vier Spulen werden in diesem Fall seriell geschaltet.

Die Positionierung der einzelnen Spulen in den Nuten (1 bis 24) und die entsprechende Zusammenschaltung dieser zu den Strängen (gelb, violett, braun) erfolgt nach dem Schema aus Abb. 4.7. Die Nummerierung der Nuten aus Abb. 4.1 stimmt mit der Nummerierung der Nuten aus Abb. 4.7 überein. Die Zusammenschaltung der Spulen zu den Strängen erfolgt direkt im Wickelkopf mittels sogenannten Stoßverbindern (Quetschverbindung). Zur Anbindung an den Stromrichter sowie zur Sternschaltung und Dreieckschaltung der Stränge

mittels der entworfenen Leiterplatte sind im jeweiligen Strang (± 1 , ± 2 , ± 3) Aufpressverbinder mit einem M4 Gewindebolzen angebracht, Abb. 4.8.

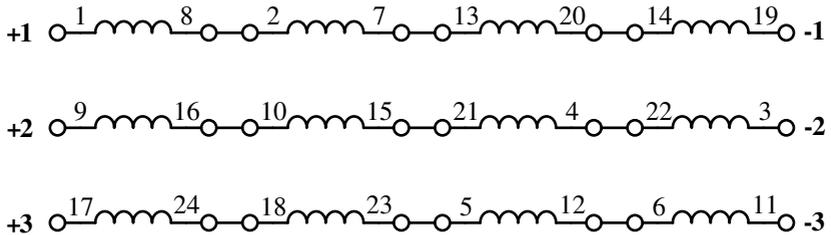


Abbildung 4.7: Verschaltung der einzelnen Spulen (dargestellt als Induktivitäten) zu den drei Strängen mit den Anschlussklemmen ± 1 , ± 2 , ± 3 (Nummerierung in fetter Schriftart). Die entsprechende Zuordnung der Spulen zu den Nuten findet sich in Abb. 4.1.

Für die mechanische Fixierung und die thermische Anbindung der Wicklungen zur Kühlung wird ein vollständiger Verguss mit Epoxidharz [D2] gewählt. Der Verguss ist unter Vakuum durchgeführt, um Lufteinschlüsse im Epoxidharz zu vermeiden. Zur Überwachung der Temperatur sind im Wickelkopf, welcher auch die heißeste Stelle der Wicklung darstellt, Thermoelemente vom Typ *K* im Verguss eingebettet. Der Stator inklusive Gehäuse ist in Abb. 4.9 gezeigt.

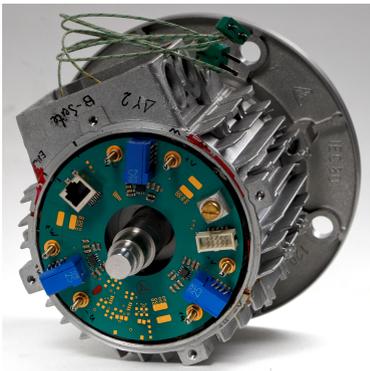


Abbildung 4.8: Statorgehäuse inklusive der Leiterplatte in Dreieckschaltung.



Abbildung 4.9: Statorgehäuse mit sichtbarem Verguss und Anschlusspunkten.

Der Rotor von *Kienle und Spiess GmbH* wurde fertig paketiert mit eingeklebten und aufmagnetisierten Permanentmagneten gekauft. Die Rotorwelle wurde für möglichst geringe mechanische Beanspruchung des Rotorblechpakets und der Permanentmagneten thermisch gefügt. Zusätzliche Wuchtscheiben auf der Rotorwelle sowie eine Wuchtung bis 5000 min^{-1} nach der Montage ermöglichen einen sicheren Betrieb. Der vollständige Rotor ist in Abb. 4.10 dargestellt, die Wuchtscheiben verdecken dabei die Permanentmagnete. Der Rotorblechschnitt mit den eingelassenen Permanentmagneten ist in Abb. 4.1 abgebildet. Auf der B-Seite der Maschine ist der Rotorpositionsgeber über eine drehsteife Präzisionskupplung montiert.



Abbildung 4.10: Rotor der PMSM mit Rotorblechpaket, Permanentmagneten, Rotorwelle und beidseitigen Wuchtscheiben.

5

Prüfstand

Für die Parameteridentifikation, Messung und Regelung der vorgestellten Prüflingsmaschine wurde der in Abb. 5.1 gezeigte Prüfstand für elektrische Kleinantriebe verwendet. Dieser besteht aus einem mechanischen Aufbau, einem Schaltschrank mit Leistungselektronik und Signalverarbeitung sowie einem PC als Benutzerschnittstelle. Die verwendeten Komponenten der Signalverarbeitung, Leistungselektronik und Mechanik wurden hierbei am ETI, beziehungsweise innerhalb dieser Arbeit entwickelt und aufgebaut. Folgend werden die zum Betrieb wichtigen Komponenten im Einzelnen vorgestellt und erklärt.

5.1 Mechanischer Aufbau

Der gesamte Maschinensatz ist in Abb. 5.3 abgebildet. Die Prüflingsmaschine (DUT) und die Lastmaschine (LAM) sind über eine Drehmomentmesswelle direkt miteinander verbunden. Die Drehmomentmesswelle ist vom Typ *0160 DM 20 L* der Firma *Dr. Staiger Mohilo*, [D3]. Damit Fertigungstoleranzen und Montagegenauigkeiten ausgeglichen werden können, werden die Wellenenden der Maschinen und die Drehmomentmesswelle mittels drehsteifer Metallbalgkupplungen *BK2/15/59* der Firma *R+W Antriebs-elemente*, [D4] verbunden. Fertigungstoleranzen und Montagegenauigkeiten werden durch Passungen an den Verstrebungen des mechanischen Aufbaus sowie an den Lager-schildern der Maschinen minimiert. Passgenaue Nutzensteine für den Standfuss



Abbildung 5.1: Prüfstand bestehend aus Schaltschrank, Maschinensatz und PC⁶

der Drehmomentmesswelle erlauben ein präzises Ausrichten. Als Splitterschutz werden die drehenden Teile des Maschinensatzes durch Polycarbonat Scheiben abgedeckt.

Die Prüflingsmaschine wird strom- beziehungsweise drehmomentgeregelt betrieben, die Lastmaschine drehzahlgeregelt. Als Lastmaschine ist eine PMSM Typ *DB80C048030-ENM05J* von *Nanotec* in Betrieb, [D5]. Die Kenndaten der Lastmaschine sind in Tab. 5.1 aufgelistet. Die Kenndaten der Prüflingsmaschine finden sich in Kapitel 4.

⁶Foto: Amadeus Bramsiepe, KIT

Tabelle 5.1: Kenndaten der Lastmaschine

Parameter	Symbol	Einheit	LAM	
			nom.	max.
Leiterstrom	i	A	25	85
Strangspannung	u	V	34	
Drehmoment	M	N	3	5,5
Leistung	P_{mech}	W	942	1730
Drehzahl	n	min^{-1}	3000	4250
Trägheitsmoment	J	kg m^2	$0,19 \cdot 10^{-3}$	
Polpaarzahl	p	-	4	
Schaltungsart	-	-	Dreieck	

5.2 Leistungselektronik

Das Blockschaltbild der Prüfstand-Leistungselektronik ist in Abb. 5.2 skizziert. Die Stromrichter sind als selbstgeführte Drehstrombrücken ausgeführt und werden als Antriebsstromrichter für beide Maschinen, als Stromrichter für den Bremschopper sowie den Tief-/Hochsetzsteller verwendet. Die variable Spannung des zweiten Zwischenkreises wird über den Tief-/Hochsetzsteller ermöglicht. Eventuelle Überspannungen aufgrund des nicht rückspeisefähigen Netzteils werden durch den Bremschopper verhindert. Die Gleichspannungsversorgung erfolgt durch ein gesteuertes *Elektro-Automatik (EA)* Netzteil vom Typ *PS 8080-60 2U*, [D6]. Durch die Anordnung beider Maschinen, gemeinsam über die Drehmomentmesswelle verbunden, können die Stromrichter so verschaltet werden, dass im stationären Betrieb ausschließlich die Verluste ausgeglichen werden müssen. Bei der verwendeten Leistungselektronik handelt es sich um eigens entwickelte Stromrichter, aufgebaut auf einer Leiterplatte mit Si-MOSFET Halbleitern. Diese werden im Folgenden als EPSR („Ein-Platinen Stromrichter“) bezeichnet und wurden in der studentischen Arbeit [S12] entwickelt. Die EPSR sind modular aufgebaut. Jeder Stromrichter hat seine eigenen Zwischenkreiskondensatoren mit einer Kapazität von bis zu 12 mF je nach Bestückungsvariante. Eine Gate-Treiberschaltung steuert die auf dem EPSR mit diskreten Halbleitern aufgebaute Drehstrombrückenschaltung an. Die verwendeten Transistoren sind vom Typ *CSD19535KCS* von *Texas Instruments* [D7] mit einer maximalen Sperrspannung von 100 V. Durch den verwendeten Profilkühlkörper zur Kühlung der Transistoren sowie aufgrund der begrenzten Stromtragfähigkeit des PCB wurde

der maximale Dauergleichstrom des EPSR bei einer Taktfrequenz von 30 kHz und 60 V im Zwischenkreis zu 90 A ermittelt.

Zur Messwerterfassung und für den Betrieb der Stromrichter sind verschiedene Sensoren verbaut. Drei Kompensationsstromwandler ermöglichen die Messung der Ströme, lasergetrimmte Präzisionsspannungsteiler die Messung der verketteten Ausgangsspannung und der Zwischenkreisspannung, ein Temperaturfühler erfasst die Temperatur des Kühlkörpers. Die Betriebsführung und Fehlerüberwachung des Stromrichters erfolgt durch einen auf der Stromrichterplatine integrierten FPGA Baustein der Firma *Intel*, Typ *MAX 10M08SA*, [D8]. Der beschriebene EPSR ist in Abb. 5.4 gezeigt.

5.3 Signalverarbeitung

Das Signalverarbeitungssystem für die Messung und die Regelung des Prüfstands besteht aus dem am ETI entwickelten modularen Signalverarbeitungssystem, welches im Folgenden vorgestellt wird. Die einzelnen Komponenten und Schnittstellenkarten des Signalverarbeitungssystems sind in einem 19" Baugruppenträger der Firma *Schroff* in einem Schaltschrank montiert. Die Schnittstellenkarten sind untereinander über einen 16 bit breiten parallelen Kommunikationsbus verbunden. Für die Regelung und Betriebsführung des Prüfstands sind zwei Signalverarbeitungs-Systeme, eines älterer und eines neuerer Generation, im Schaltschrank verbaut. Diese sind über Lichtwellenleiter miteinander synchronisiert. Beide Mikroprozessoren des Signalverarbeitungssystems sind als Bus-Master über eine USB bzw. eine Ethernet Schnittstelle mit dem Prüfstands-PC verbunden. Die manuelle wie auch die automatisierte Sollwertvorgabe, die Prüfstandsteuerung sowie die Echtzeit Messdatenerfassung der Mikroprozessor-internen Größen erfolgt mit einem am ETI entwickelten Monitorprogramm. Dies basiert auf der Software *LabVIEW* von *National Instruments*. Ein Überblick über das Signalverarbeitungssystem findet sich in [52, E11].

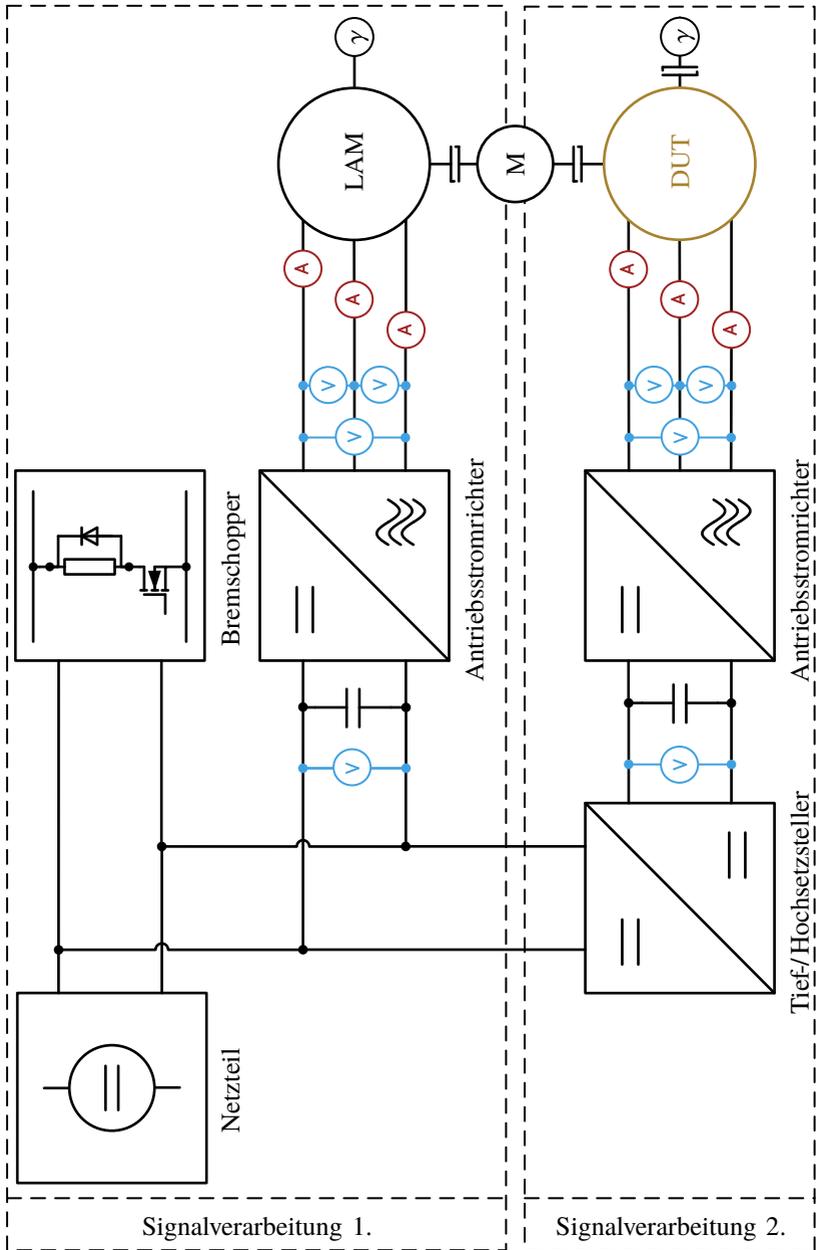


Abbildung 5.2: Blockschaltbild des Leistungsteil mit zugehöriger Signalverarbeitung am Prüfstand.

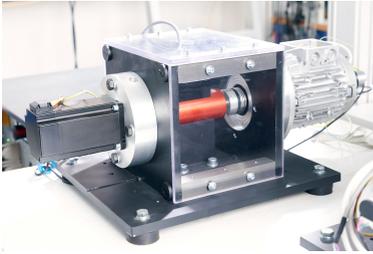


Abbildung 5.3: Maschinensatz⁷



Abbildung 5.4: MOSFET EPSR

5.3.1 Mikroprozessoren

Die im Signalverarbeitungssystem verwendeten Mikroprozessoren berechnen die Regelalgorithmen, übernehmen die Betriebsführung, erfassen und überwachen die Messgrößen des Prüfstands. Der Prüfstand wird entweder durch mechanische Taster oder mittels Messroutinen durch das Monitorprogramm auf dem PC bedient. Damit neben der Überwachung und Betriebsführung ausreichend Rechenzeit zur Berechnung der Algorithmen zur Verfügung steht, sind hierzu zwei Signalverarbeitungssysteme im Prüfstand eingesetzt.

Signalverarbeitung 1. Ein ETI-DSP 2 System mit einem *TMS20C6748* Chip von *Texas Instruments* [D9] übernimmt die Steuerung des Netzteils, des Bremschoppers sowie die Regelung der Lastmaschine. Die Lastmaschine ist drehzahl geregelt betrieben, die Regelung ist als kaskadierte Proportional-Integral-Regelung (PI-Regelung) ausgeführt. Der überlagerte Drehzahlregler ist nach dem symmetrischen Optimum [53, S.458 ff.], der unterlagerte Drehmoment- bzw. Stromregler über das Betragsoptimum nach [53, S.446 ff.] ausgelegt. Die typischen Taktfrequenzen bei diesen Maschinen kleiner Leistung sind zwischen 15 und 20 kHz, folgend wurde das Regelinterrupt der Signalverarbeitung zu 16 kHz festgelegt. Mit dem eingesetzten DSP steht für die Berechnung der PI-Regelung der Lastmaschine ausreichend Rechenleistung zur Verfügung.

⁷Foto: Amadeus Bramsiepe, KIT

Signalverarbeitung 2. Für die Regelung der Prüflingsmaschine und des Tief-Hochsetzstellers wurde ein ETI-DSP 3 System eingebaut. Dieser Mikroprozessor verfügt im Vergleich zu dem ETI-DSP 2 über mehr Rechenleistung für die notwendigen Berechnungen komplexerer Algorithmen zur Regelung der Prüflingsmaschine. Des Weiteren ermöglicht der auf dem Mikroprozessor vorhandene DDR RAM die direkte Implementierung großer Tabellen mit den Maschinenparametern, welche für die Regelung der Prüflingsmaschine notwendig sind. Der ETI-DSP 3 ist nicht wie der ETI-DSP 2 mit einem DSP-Chip, sondern mit einem SoC-Chip (System-on-Chip) vom Typ *Zynq Z7030* des Herstellers *Xilinx* [D10] als Aufsteckmodul ausgeführt. Die ETI-DSP 3 Signalverarbeitung wurde in mehreren studentischen Arbeiten entworfen und wird kontinuierlich am ETI weiterentwickelt [S13–S18]. Detaillierte Informationen hierzu finden sich in [E11].

Der Programmcode beider Mikroprozessoren wird modellbasiert mittels Matlab/Simulink C-Codegenerierung erzeugt. Der aus Simulink generierte C-Code wird mit einem Compiler in die notwendigen Boot-Dateien umgesetzt. Diese rechnergestützte Entwurfsmethode für die Prüfstandsregelung und Steuerung beschleunigt dabei den Entwicklungsprozess und stellt bei immer komplexeren Systemen die Konsistenz zwischen Simulation und Anwendung sicher.

5.3.2 Peripherie

Das modular aufgebaute Signalverarbeitungssystem kann über verschiedene Platinen, ausgeführt als Schnittstellenkarten, nach individuellen Anforderungen erweitert werden. Für den gezeigten Prüfstand werden für jedes der beiden Signalverarbeitungssysteme Schnittstellenkarten zur Analog/Digital-Konvertierung (A/D-Konvertierung), zur Erfassung der Rotorposition, zur Generierung der Transistor Schaltzeitpunkte und als Input/Output-Schnittstelle (I/O-Schnittstelle) verwendet.

FPGA-Schnittstellenkarte

Die FPGA-Schnittstellenkarte ist mit einem frei programmierbaren *Cyclone 4* FPGA der Firma *Intel*, ehemals *Altera*, bestückt. Die Taktfrequenz des FPGA beträgt 120 MHz. Zur Generierung der Schaltzeitpunkte der Transistoren ist auf dieser Karte ein Dreieckszähler implementiert, mit welchem durch einen Referenzkurvenvergleich die Schaltzeitpunkte der Transistoren bestimmt werden [54]. Der Dreieckszähler generiert dabei auch den Systeminterrupt, über den alle Schnittstellenkarten sowie der Mikroprozessor getriggert werden. Die Perioden-

dauer des Dreieckszählers entspricht der Stromrichter Taktfrequenz $f_T = 16 \text{ kHz}$ und definiert ebenso das Abtastintervall $T = 62,5 \mu\text{s}$ und die damit zur Verfügung stehende Rechenzeit. Beide verwendeten Signalverarbeitungssysteme sind über einen zusätzlichen, gemeinsamen Systeminterrupt verbunden. Dies ermöglicht den Echtzeit Datenaustausch zwischen beiden Mikroprozessoren. Weiterhin übernimmt die FPGA-Schnittstellenkarte die Ansteuerung der I/O-Pins für die Bedienelemente, der Leuchtmelder sowie die Steuerung des Netzteils.

Analog/Digital-Schnittstellenkarte

Für die Digitalisierung von Analogwerten wie Strömen, Spannungen, Drehmoment und Temperaturen wird die am ETI entwickelte A/D-Schnittstellenkarte eingesetzt. Diese tastet die im Spannungsbereich von $\pm 10 \text{ V}$ vorliegenden Werte mit einer Abtastrate von $1,5 \text{ MS/s}$ ab. Als A/D-Wandler ist ein *THS1206* von *Texas Instruments* eingesetzt [D11]. Das Analog-Front-End der A/D-Schnittstellenkarte basierend auf einer Subtrahierverstärkerschaltung wird bei der Inbetriebnahme der Platine manuell auf Offset, Gleichtaktunterdrückung und Verstärkung mittels Präzisions-Spindeltrimmer abgeglichen. Im Betrieb erfolgt zusätzlich in der Initialisierungsroutine online ein Offsetabgleich aller Messkanäle in Software. Für die Kommunikation und die Datenvorverarbeitung sowie zur Übertragung der Messwerte auf den Mikroprozessor über den parallelen Bus ist ein FPGA auf der Schnittstellenkarte verbaut.

Drehzahl/Rotorposition-Schnittstellenkarte

Die Erfassung der Rotorposition der Prüflings- und Lastmaschine erfolgt jeweils auf einer eigenen Schnittstellenkarte. Für die Auswertung der Rotorposition der Lastmaschine wird die am ETI entwickelte Schnittstellenkarte für Inkrementalgeber verwendet. Diese Karte besitzt ein digitales Interface mit einer schnellen Operationsverstärkerschaltung, welche die Signale der A-, B- und der Referenz-Spur des Inkrementalgebers zur Verarbeitung auf dem FPGA anpasst. Die Flankenbewertung der Inkrementalgeberspur ermöglicht dabei die vierfache Auflösung des Winkelsignals. Durch die vorgegebenen Flankenwechsel der A- und B-Spur wird die Drehrichtung bestimmt, durch die Referenz-Spur die absolute Position für das Inkrementieren des Positionszählers. Die Auswertung der Drehzahl erfolgt dabei durch Auswertung der Flanken. Bei geringen Drehzahlen wird die Drehzahl mittels Periodendauermessung berechnet, bei höheren Drehzahlen mit dem Frequenzzählverfahren [48, S.384 ff.].

Für die Auswertung der Rotorposition der Prüflingsmaschine wird ebenfalls

eine Schnittstellenkarte für Inkrementalgeber verwendet. Diese Schnittstellenkarte ist mit einer Treiber Schaltung angepasst und ermöglicht die Auswertung der Signale der seriellen *EnDat 2.2* Schnittstelle des *EnDat*-Absolutwert Positionsgebers von *Heidenhain*. Die Berechnung der Position erfolgt mit einem Funktionsblock (IP-Core) der Firma *MAZeT*.

5.4 Messwerterfassung

Bei der Erfassung der Messwerte wird angenommen, dass die Fehler durch die Messungenauigkeit der Sensoren und durch die Quantisierung gegenüber denen der Diskretisierung der Signalverarbeitung überwiegen. Auch die Nichtlinearitätsfehler, die temperaturabhängige Drift und die Offsetabweichungen der Operationsverstärker werden als vernachlässigbar angenommen. Die Operationsverstärkerschaltungen der Schnittstellenkarten werden in Hard- wie auch in Software abgeglichen.

Die Digitalisierung der analogen Messwerte erfolgt über die im vorherigen Abschnitt beschriebene A/D-Schnittstellenkarte. Der Eingangsspannungsbereich von $\pm 10\text{ V}$ wird dabei je nach gewähltem Verfahren zur Rauschunterdrückung ausgewertet. Diese Datenvorverarbeitung findet direkt auf dem FPGA der A/D-Schnittstellenkarte statt. Hierfür sind zwei unterschiedliche Verfahren implementiert:

- Beim Momentanwert bzw. der eigentlichen Quasi-Momentanwert-Bildung wird symmetrisch um den Systeminterrupt, aus acht Abtastwerten, ein Mittelwert gebildet [21, 54]. Mit der Bitbreite des *THS1206* von 12 bit kann bei der Bildung des Momentanwerts eine Auflösung von $12\text{ bit} + \lfloor \log_2(8)\text{ bit}/2 \rfloor = 13\text{ bit}$ erreicht werden [20]. Der Eingangsspannungsbereich der A/D-Schnittstellenkarte von $\pm 10\text{ V}$ ermöglicht bei der Momentanwertbildung eine Auflösung von $2,44\text{ mV/bit}$.
- Der Mittelwert wird durch die Summation aller abgetasteten Messwerte und anschließender Division innerhalb eines Abtastintervalls von $T = 62,5\text{ }\mu\text{s}$ gebildet. Die Abtastrate des A/D-Chips ist $1,5\text{ MS/s}$, dies entspricht einer Abtastfrequenz von $1,5\text{ MHz}$ und ergibt bei der Taktfrequenz von $f_T = 16\text{ kHz}$ die Auflösung $12\text{ bit} + \lfloor \log_2(1,5\text{ MHz}/16\text{ kHz})\text{ bit}/2 \rfloor = 15\text{ bit}$. Der Eingangsspannungsbereich der A/D-Schnittstellenkarte von $\pm 10\text{ V}$ ermöglicht bei der Mittelwertbildung eine Auflösung von $610,35\text{ }\mu\text{V/bit}$.

Strommessung

Die Ströme der Lastmaschine, des Tief-/Hochsetzstellers sowie die Ströme der Zuleitung der Prüflingsmaschine werden mit den in den Ausgangsphasen des Stromrichters verbauten Kompensationsstromwandlern gemessen (eingezeichnet in Abb. 5.2 in rot). Die Stromsensoren sind vom Typ *LAX100-NP* der Firma *LEM* [D12], mit einem Messbereich von ± 100 A. Diese sind so verschaltet, dass der Messbereich von ± 100 A auf $\pm 9,5$ V abgebildet wird. Die Genauigkeit der Stromsensoren ist mit 0,91 % in Bezug auf den Nennstrom des Stromsensors von 100 A angegeben.

Zusätzlich sind Stromsensoren innerhalb der Prüflingsmaschine DUT, auf der Leiterplatte zur Messung der Ströme in den Wicklungen verbaut (Abb. 4.5). Diese ermöglichen die direkte Erfassung der Ströme innerhalb der Verschaltung. Diese Stromwandler sind vom Typ *CKSR 25-NP* der Firma *LEM* [D1]. Aufgrund des beschränkten Bauraums wurden kompakte Stromwandler nach dem Fluxgate Messprinzip gewählt. Dieser Stromsensor besitzt eine Verstärkung von 25 mV/A. Die Genauigkeit ist mit 1,35 % in Bezug auf den Nennstrom des Stromsensors von 25 A angegeben. Die Erfassung aller Ströme in der Signalverarbeitung erfolgt als Momentanwert.

Spannungsmessung

Die Messung der verketteten Spannungen an den Ausgangsklemmen des Stromrichters sowie die Messung der Zwischenkreisspannung ist direkt auf dem EPSR implementiert (eingezeichnet in Abb. 5.2 in blau). Durch die Auslegung des Prüfstands mit der maximalen Spannung im Kleinspannungsbereich können die Spannungen mit wenigen zusätzlichen Schutzmaßnahmen potentialbehafet beziehungsweise durch die Trennung über die hochohmige Operationsverstärkerschaltung quasipotentialgetrennt gemessen werden. Hierzu werden die Spannungen im Zwischenkreis und die verketteten Spannungen an den Ausgangsklemmen des Stromrichters mit einem Differenzverstärker und präzisen Widerstandsteilern von ± 100 V auf ± 10 V skaliert. Als Widerstandsteiler sind lasergetrimmte Präzisionsspannungsteiler *MAX5490VA10000* von *Maxim Integrated Products* [D13] verbaut, welche bei einem Teilverhältnis von 1:10 eine Genauigkeit von 0,035 % aufweisen.

Die Erfassung der verketteten, wie auch der Zwischenkreisspannung erfolgt als Mittelwert wie zuvor beschrieben. Die zeitlich korrekte Zuordnung der Mittelwerte der Spannungen zu den Momentanwerten der Ströme muss dabei beachtet werden. Hierfür wird bei der Transformation der Messwerte in das rotierende

dq-Koordinatensystem durch die Vordrehung um ein halbes Abtastintervall die Zuordnung zur Intervallmitte sichergestellt [21].

Die Messung der Sternpunktspannung in der Prüflingsmaschine erfolgt galvanisch getrennt zwischen dem Widerstandsteiler der Anschlussklemmen des Prüflings und dessen Sternpunkt auf der Leiterplatte wie in Abb. 4.6 dargestellt. Diese Messung wird über einen Isolationsverstärker des Typs *ISO224B* von *Texas Instruments* [D14] ermöglicht. Der Verstärkungsfehler wird dabei mit $\pm 0,3\%$, die Nichtlinearität mit $0,01\%$ angegeben. Die Erfassung dieser Sternpunktspannung erfolgt hierbei als Momentanwert.

Rotorpositionsmessung

Die Rotorpositionsmessung der Lastmaschine wird durch den in der Maschine integrierten Positionsgeber, welcher als magnetischer Encoder ausgeführt ist, ermöglicht. Die Auswerteelektronik des Encoders generiert wie bei einem Inkrementalgeber eine A-, B- und die Referenz-Spur, welche über die im Signalverarbeitungssystem vorhandene Schnittstellenkarte ausgewertet werden. Durch die Flankenbewertung der Inkrementalgeberspuren ergibt sich eine erreichbare Auflösung zu 12 bit pro mechanischer Umdrehung, dies entspricht der mechanischen Winkelauflösung von $0,0879^\circ/\text{bit}$. Die Drehzahl der Lastmaschine wird auf der Schnittstellenkarte ermittelt und über den Kommunikationsbus an den Mikroprozessor übertragen.

Die Rotorpositionsmessung der Prüflingsmaschine erfolgt mit einem an die Maschine angeflanschten optischen Absolutwert Positionsgeber vom Typ *ROC 1013* der Firma *Heidenhain* [D15]. Die erreichbare Genauigkeit der seriellen *En-Dat*-Schnittstelle wird mit 13 bit angegeben, dies entspricht einer mechanischen Winkelauflösung von $0,0439^\circ/\text{bit}$.

Temperaturmessung

Eine Temperaturüberwachung der Lastmaschine ist nicht zwingend erforderlich, da diese leistungsstärker als die Prüflingsmaschine ausgelegt wurde. Die Prüflingsmaschine wird somit stärker ausgenutzt und erwärmt sich tendenziell stärker.

Die Prüflingsmaschine hat zur präzisen Erfassung der Temperaturen Thermoelemente vom Typ *K* im Wickelkopf verbaut. Die Thermoelemente werden von einem Auswertebaustein der Firma *Analog Devices* des Typs *AD8495ARMZ* ausgewertet [D16]. Das Spannungssignal bildet $5\text{mV}/^\circ\text{C}$ ab. Der mögliche Verstärkungsfehler, ausgehend vom kalibrierten Startwert, wird laut Datenblatt

mit maximal 0,3% angegeben. Die Erfassung des Temperatursignals auf der A/D-Schnittstellenkarte erfolgt als Mittelwert. Aufgrund der empfindlichen Temperaturmessung und den Störeinflüssen unter anderem durch die Stromrichter folgt ein niedriges Signal-zu-Rausch Verhältnis. Folglich wird das Temperatursignal in der Prüfstandssoftware zusätzlich mit einem PT1-Glied geglättet. Eine Glättung, ohne großen Einfluss auf das Messsignal, ist aufgrund der langsam veränderlichen Temperatur möglich.

Drehmomentmessung

Die Auswertung des Messsignals der Drehmomentmesswelle [D3] kann entweder über die digitale Schnittstelle oder einen analogen Spannungsausgang erfolgen. Der verwendete Spannungsausgang bildet das Drehmoment von $\pm 20 \text{ N m}$ proportional auf ein Drehmomentmesssignal von $\pm 5 \text{ V}$ ab. Die Genauigkeitsklasse ist dabei mit 0,2 angegeben. Die Linearitätsabweichung einschließlich der Berücksichtigung der Hysterese ist somit kleiner als $\pm 0,2\%$ [D3]. Die Erfassung des Drehmomentmesssignals in der Signalverarbeitung erfolgt als Mittelwert über ein Abtastintervall.

Für die Abschätzung der Messgenauigkeit sind folgend nur die Sensoren sowie die Datenvorverarbeitung zur Abschätzung der Messgenauigkeiten betrachtet. Einen Überblick der Messbereiche der Sensoren, der erreichbaren Bitauflösungen der A/D-Konvertierung und der abgeschätzten Messfehler aufgrund der Messungenauigkeiten ist in Tab. 5.2 dargestellt.

Tabelle 5.2: Übersicht: Messbereiche, Messauflösungen und Messfehler

Messgrößen	Messbereiche	theoretische Bitauflösungen	maximaler Messfehler
Ströme EPSR	$\pm 100 \text{ A}$	25,70 mA/bit	910 mA
Strangströme DUT	$\pm 25 \text{ A}$	97,60 mA/bit	337,5 mA
Spannungen EPSR	$\pm 100 \text{ V}$	6,10 mV/bit	70 mV
Sternpunktspannung DUT	$\pm 5 \text{ V}$	1,83 mV/bit	36 mV
Rotorposition LAM	0° bis 360°	0,088 °/bit	-
Rotorposition DUT	0° bis 360°	0,044 °/bit	-
Temperaturen DUT	0 °C bis 310 °C	0,019 °C/bit	0,81 °C
Drehmoment	$\pm 20 \text{ N m}$	0,153 mNm/bit	40 mN m

6

Regelung

Aktuelle Anforderungen an die Drehmomentgüte sowie an die Dynamik von Antrieben kleiner Leistung können durch die bekannten Regelungs- und Ansteuerverfahren der *Blockkommutierung* oder der *Sinuskommutierung* nicht erfüllt werden. Leistungsfähige Signalverarbeitung mit größerem Speicher und gleichzeitig sinkende Preise ermöglichen die Anwendung komplexer Regelungs- und Ansteuerverfahren auch für kostengünstigen Antriebe.

Der dynamische Betrieb wird in Servo- und Traktionsanwendungen häufig durch modellbasierte prädiktive Regelungen ermöglicht. Diese Algorithmen, wie in der Literatur [20, 21, 29] für PMSM in Sternschaltung entwickelt, können auch in Antrieben kleiner Leistung eingesetzt werden. Voraussetzung hierzu sind parametrisierte Modelle der PMSM in Dreieckschaltung, welche die Prädiktion des Betriebsverhaltens und somit die exakte Berechnung der Sollgrößen der Regelung ermöglichen. Die Parametrierung des Modells kann beispielsweise mit einem Prüfling der Fertigungscharge der PMSM am Prüfstand erfolgen.

Durch die gestiegenen Anforderungen an die Akustik ist auch die Drehmomentgüte der PMSM im stationären Betrieb von Interesse. Eine geringere Drehmomentwelligkeit bewirkt eine geringere Geräuschbildung durch geringere Anregung des Gehäuses oder der folgenden Getriebebestufe. Dies kann zum Beispiel durch das Einprägen vorberechneter harmonischer Ströme erreicht werden. Diese *Harmonic-Current-Injection* dämpft die Anregung der PMSM durch ein winkelabhängiges kompensierendes Drehmoment und ermöglicht dabei eine höhere Drehmomentgüte [55, 56].

Beide Ziele, das dynamische und das stationär genaue Einstellen des Drehmoments sind mit modellbasierten prädiktiven Regelungsansätzen erreichbar [57]. Dazu müssen die Algorithmen aus [20, 21, 29] um die Winkelabhängigkeit der Flussverkettungen oder Induktivitäten in der Regelung und bei der Sollwertvorgabe ergänzt werden. Dabei muss bei der Dreieckschaltung für die Berechnung der Sollwerte auch der Drehmomentbeitrag der Nullflussverkettung berücksichtigt werden.

Ein Algorithmus zur online Berechnung der idealen Sollströme für maximal dynamisches Drehmoment sowie zur Reduktion der Drehmomentwelligkeiten wurde in [S20] entwickelt und in [E3] vorgestellt. Grundlage sind die am Prüfstand identifizierten winkelabhängigen Flussverkettungen, sowie die Erweiterung der modellbasierten prädiktiven Stromregelung nach [20].

Die dynamische Regelung bei einer Sollwertänderung, das Großsignalverhalten wird in diesem Regelungsalgorithmus durch die gradientenbasierte Trajektorienplanung in der eingeführten Drehmomentebene ermöglicht. Die Berechnung der Trajektorie vom aktuellen Drehmoment zum Solldrehmoment erfolgt ähnlich dem in [20] eingeführten Gütemaß der schnellen Drehmomentantwort. Das stationäre Drehmoment im Kleinsignalverhalten, welches ideal glatt sein soll, wird durch die iterative Bestimmung und eine folgende Kompensation der winkelabhängigen Drehmomentfehler ermöglicht. Der Regelungsalgorithmus bestimmt dabei die einzuregelnden Sollwerte der Ströme im präzidierten Betriebspunkt, abhängig von den aktuellen Strömen, der Rotorposition und der Drehzahl. Für den Betriebsbereich unterhalb der Eckdrehzahl ergibt dies die winkelabhängige MTPA-Kennlinie. Im Betriebsbereich oberhalb der Eckdrehzahl die MTPV-Kennlinie [50, 58].

Das Einstellen der Ströme erfolgt durch die modellbasierte prädiktive Stromregelung aufbauend auf den stromabhängigen Flussverkettungstabellen, erweitert um die Rotorposition und die Drehzahl.

Die beschriebene aufwändige Regelungsstrategie kann auf offline berechnete Stromsollwert-Tabellen und auf die modellbasierte prädiktive Stromregelung vereinfacht werden. Das Blockschaltbild hierzu ist in Abb. 6.1 dargestellt. Die in Abb. 6.1 dargestellte Regelung wird als Beispiel der vorgestellten Modellbildung und zugehörigen Parameteridentifikation in Simulation und am Prüfstand implementiert. Durch die Simulations- und Messergebnisse wird gezeigt, dass mit der Berücksichtigung der winkelabhängigen Stromsollwert-Tabellen und der Berücksichtigung winkelabhängiger Flussverkettungen in der Regelung die

³Berechnung innerhalb einer Regelungsperiode mit 125 μ s

Drehmomentgüte gesteigert werden kann.

Zuerst wird in diesem Kapitel die Berechnung der Stromsollwert-Tabellen erläutert. Diese vorberechneten Sollwerte ermöglichen mit der Erweiterung der prädiktiven Stromregelung um die Berücksichtigung der Winkelabhängigkeit der Flussverkettungen die Reduktion der Drehmomentwelligkeit. Im Kapitel Ergebnisse sind die zugehörigen Prüfstandsmessungen gezeigt.

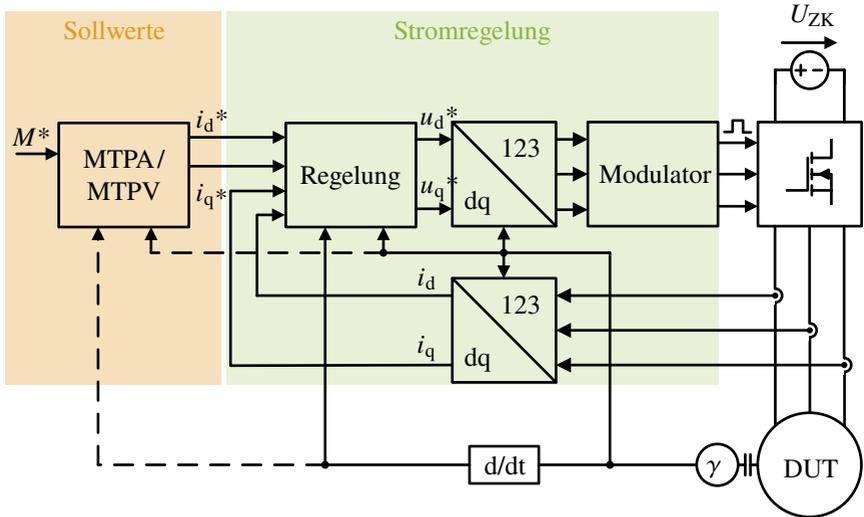


Abbildung 6.1: Stromregelung in dq-Koordinaten. Die Sollstromvorgabe erfolgt mit den MTPA/MTPV Tabellen im Block *Sollwerte*.

6.1 Winkelabhängige Stromsollwert-Tabellen

Die Berechnung der Ströme der Stromsollwert-Tabellen erfolgt so, dass eine Maximierung des Drehmoments bei minimalen Stromwärmeverlusten und somit minimalem Strangstrom sichergestellt ist. Erfolgt dies im Bereich unterhalb der Eckdrehzahl und unterhalb des maximalen Stroms werden die Sollwerte als MTPA-Kennlinie bezeichnet. Oberhalb der Eckdrehzahl muss die verfügbare Zwischenkreisspannung des Stromrichters zusätzlich berücksichtigt werden. Dieser Bereich ist die MTPV-Kennlinie.

Diese Stromsollwerte wurden in der Vergangenheit als Optimierungsproblem analytisch, bei der Annahme konstanter und linearer Parameter mittels einer Lagrange-Funktion [47, S.407 ff.] beschrieben und die Kennlinien berechnet [6, S.870 ff.]. Im Fall von nicht konstanten und formelmäßig beschreibbaren Parametern ist die analytische Berechnung der Kennlinien nicht oder nur als Näherung möglich. Die Kennlinien können in diesem Fall nur numerisch erstellt werden. In vergangenen Arbeiten wurden numerische Suchalgorithmen hierfür untersucht [21] und implementiert. Das Drehmoment kann in einem vereinfachten Diagramm abhängig von den d- und q-Strömen als Hyperbeln interpretiert werden. Die berechneten minimalen d- und q-Ströme eines Drehmoments der MTPA-Optimierung sind die Schnittpunkte der Hyperbel konstanten Drehmoments mit einer Tangente, welche den minimalen Strombetrag darstellt. Diese Tangenten in jedem Arbeitspunkt ergeben die MTPA-Kennlinie. Die Ströme liegen dabei unterhalb der Eckdrehzahl. Bei einer Drehzahl oberhalb der Eckdrehzahl muss der negative d-Strom erhöht werden, die dq-Sollströme verlaufen dann entlang der Höhenlinien des Drehmoments der Darstellung Abb. 6.2 solange der Betrag der Stromsollwerte kleiner als der maximale Betrag der Strangströme ist. Wird die Drehzahl weiter erhöht, muss ebenfalls der q-Strom und somit das Drehmoment reduziert werden. Diese Sollwerte werden drehmoment- und drehzahlabhängig in Tabellen abgespeichert. Die Berechnung der Sollwerte erfolgte bisher meist bei vernachlässigter Rotorposition mit dem gemittelten Drehmoment, da die winkelabhängigen Flussverkettungen oder Induktivitäten in der Drehmomentberechnung nicht berücksichtigt wurden.

Mit der Berücksichtigung der strom-, winkel-, und drehzahlabhängigen Flussverkettungen $\Psi_{dq0}(i_d, i_q, \gamma, \omega)$ und bei Dreieckschaltung mit dem Strom $i_0(i_d, i_q, \gamma, \omega)$ kann die erweiterte Drehmomentgleichung (6.1) aufgestellt werden.

$$M_i = \frac{3}{2} p \left[(\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) + (\Gamma_d \cdot i_d + \Gamma_q \cdot i_q + 2 \cdot \Gamma_0 \cdot i_0) \right] \quad (6.1)$$

Das Drehmoment, berechnet zu jeder Stützstelle, ist als mehrdimensionale Tabelle mit $M_i(i_d, i_q, \gamma, \omega)$ darstellbar. Bei konstanter Frequenz ω und bei fester Rotorposition γ kann das Drehmoment entweder in der beschriebenen zweidimensionalen Darstellung oder in dreidimensionaler Darstellung als Oberfläche dargestellt werden. In dieser Arbeit wird die Darstellung des Drehmoments als Oberfläche bevorzugt. Im Bereich unterhalb der Eckdrehzahl ist das Drehmoment durch den maximalen Strangstrom der PMSM begrenzt, dieser wird berechnet nach:

$$i_{\max} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (6.2)$$

Die Oberfläche des Drehmoments, abhängig von den dq-Strömen, ist in Abb. 6.2 bei einer konstanten Drehzahl von $n = 500 \text{ min}^{-1}$ abgebildet. Die farbige eingezeichnete Oberfläche stellt die zur festen Rotorposition $\gamma = 30^\circ$ zugehörige Drehmomentebene dar. Die Höhenlinien gleichen Drehmoments dieser Oberfläche sind in der entsprechenden Farbe der Oberfläche eingezeichnet. Die durch den maximalen Strom nach (6.2) bedingte Begrenzung der Oberfläche ist in schwarz gepunktet im Raster der Tabellen Stützstellen eingezeichnet.

Die grau eingezeichneten Kurvenscharen sind die Höhenlinien gleicher Drehmomente bei gleichen dq-Strömen zu jeweils unterschiedlichen Rotorpositionen. Diese Drehmomentwelligkeit ist die Auswirkung der Änderung der Flussverktungen aufgrund der Rotorposition. Somit müssen bei drehendem Rotor der Maschine winkelabhängig unterschiedliche dq-Ströme vorgegeben werden, damit ein konstantes Drehmoment sichergestellt ist.

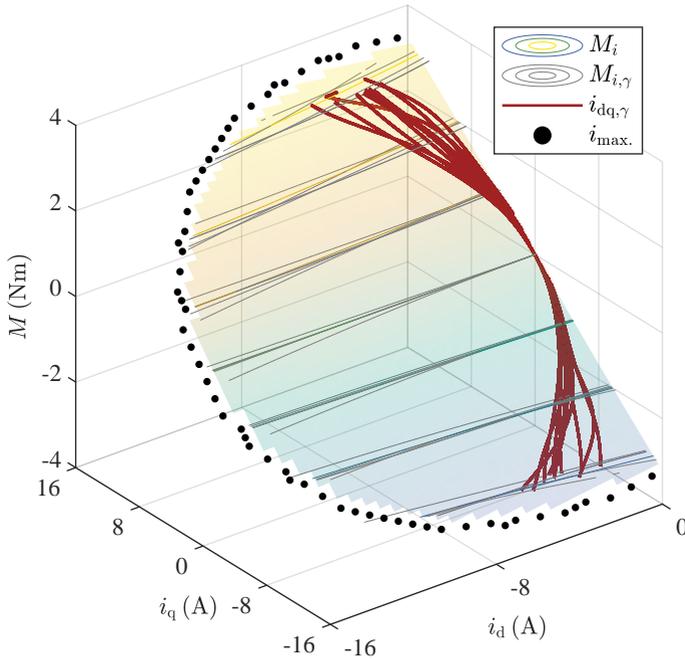


Abbildung 6.2: Dreidimensionale winkelabhängige MTPA-Kennlinie (rot) aufbauend auf den winkelabhängigen Flussverkettungskennfeldern bei konstanter Frequenz. Auf der x- und y-Achse sind die dq-Ströme (A) aufgetragen. Die z-Achse beschreibt das berechnete Drehmoment (Nm). Die schattierte Oberfläche ist das Drehmoment bei fester Rotorposition $\gamma = 30^\circ$ und fester Drehzahl $n = 500 \text{ min}^{-1}$.

Die Berechnung der winkelabhängigen Sollströme ist mit der Software *Matlab* durchgeführt. Für jede Stützstelle der Rotorposition γ und der Drehzahl n vereinfacht sich die mehrdimensionale Tabelle auf eine dreidimensionale Darstellung nach (6.3) abhängig von den dq-Strömen. Dies entspricht im Beispiel, der schattierten Oberfläche aus Abb. 6.2.

$$M_i(i_d, i_q) \Big|_{\omega, \gamma = \text{konst.}} \quad (6.3)$$

Für jede dieser vereinfachten Oberflächen mit $M_i(i_d, i_q)$ werden die zu den Höhenlinien konstanten Drehmoments zugehörigen minimalen dq-Ströme, ähnlich zu dem in [21] beschriebenen Vorgehen, bestimmt. Hierzu wird die *contourc* Funktion von *Matlab* zur Bestimmung der Höhenlinien der Drehmomente verwendet. Die Suche nach den dq-Strömen mit dem geringsten Strombetrag nach Gleichung (6.4) auf der zugehörigen Höhenlinie konstantem Drehmoments legt den Stromsollwert auf der MTPA-Kennlinie unterhalb der Eckdrehzahl fest.

$$|i| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (6.4)$$

In Abb. 6.2 sind die den unterschiedlichen Rotorpositionen zugeordneten MTPA-Kennlinien als rote Kurvenschar eingezeichnet.

Das Stützstellen Raster der Darstellung entspricht der einer Auflösung von 64 x 64 dq-Strömen bei ± 16 A sowie 60 Rotorpositionen γ von $0 \dots 360^\circ$.

Oberhalb der Eckdrehzahl beschränkt die maximale Spannung des Stromrichters zusätzlich die Berechnung der Stromsollwerte. Für diesen Bereich, hier auch als MTPV-Bereich bezeichnet, werden die dq-Ströme, welche eine zu hohe Spannung der Maschine zur Folge haben, aussortiert. Die Spannung muss immer geringer als die verfügbare Spannung des Stromrichters sein. Die Spannung berechnet sich aus den dq-Spannungen nach:

$$u_{\max} = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \quad (6.5)$$

Die betriebspunktabhängigen dq-Spannungen folgen aus Gleichung (6.6) und (6.7) mit den winkelabhängigen Flussverkettungen und der Annahme von konstanten Strömen, Rotorposition und Drehzahl. Die Bestimmung der MTPV Stromsollwerte erfolgt somit wie die vorgestellte MTPA Berechnung durch Suche nach dem dq-Strömen mit dem geringsten Betrag und der Grenze der maximal induzierten Spannung.

$$u_d = R \cdot i_d + \omega \cdot (\Gamma_d - \psi_q) \quad (6.6)$$

$$u_q = R \cdot i_q + \omega \cdot (\Gamma_d + \psi_q) \quad (6.7)$$

In Abb. 6.3 sind für zwei unterschiedliche Drehzahlen mit $n = 2000 \text{ min}^{-1}$ und 2500 min^{-1} diese MTPV-Kennlinien als blaue Kurven (bei $\gamma = 30^\circ$) eingezeichnet. Die unterschiedlichen Sollwerte der Rotorpositionen liegen neben den blauen drehzahlabhängigen Kurven als graue Kurvenschar. Zusätzlich ist in Abb. 6.3 zu den blauen MTPV-Kennlinien eine MTPA-Kennlinie für eine feste Rotorposition $\gamma = 30^\circ$ in rot, sowie die durch den Maximalwert des Stroms bedingte Grenze in schwarz eingezeichnet. In der Regelung sind diese Sollwerte in Tabellen abgespeichert. Die Sollwerte werden abhängig von der aktuellen Drehzahl, der Rotorposition und dem Soll Drehmoment entsprechend der MTPA/MTPV-Berechnung ausgegeben.

Die Sollströme sind, wie in der Regelungsstruktur in Abb. 6.1 in orange dargestellt, die Eingangsgrößen der folgenden Stromregelung. Die Ströme werden mit der folgend erläuterten prädiktiven Stromregelung eingeregelt.

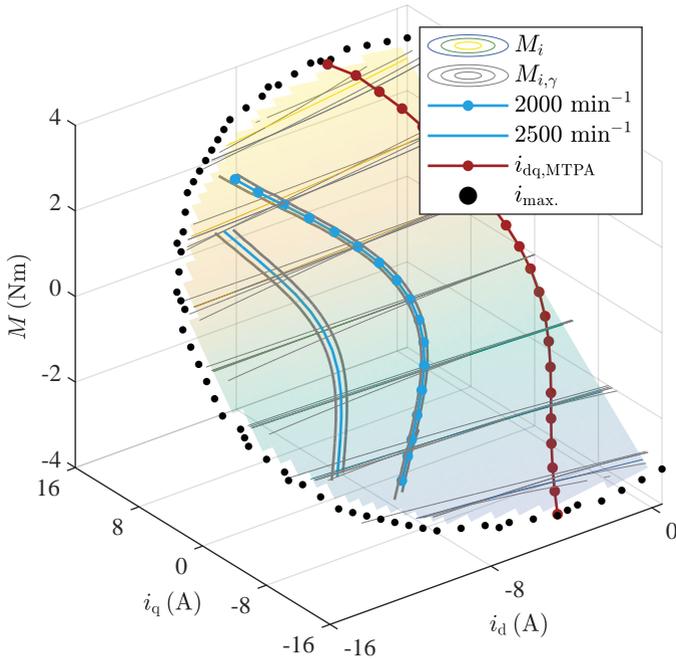


Abbildung 6.3: Dreidimensionale MTPV-Kennlinien in blau bei entsprechender Drehzahl aufbauend auf den winkelabhängigen Flussverkeftungskennfelder. Auf der x- und y-Achse sind die dq-Ströme (A) aufgetragen. Die z-Achse beschreibt das berechnete Drehmoment (Nm). Eingezeichnet sind die MTPV-Kennlinien in die schattierte Oberfläche des Drehmoments bei fester Rotorposition $\gamma = 30^\circ$ und fester Drehzahl von $n = 500 \text{ min}^{-1}$.

6.2 Prädiktive Stromregelung

In Abbildung 6.1 ist in grün schattiert die rotororientierte Stromregelung der PMSM eingezeichnet. In der Regelung werden die zu den Sollströmen zugehörigen Sollspannungen prädiktiv aus den stromabhängigen Flussverketzungstabellen berechnet [20]. Diese Regelung ist für die PMSM in Sternschaltung entwickelt worden und kann auch für die Regelung in Dreieckschaltung, welche folgend betrachtet wird, angepasst werden.

Dabei stehen zwei mögliche Implementierungen der Regelung zur Auswahl. Entweder die Regelung mit den Flussverkettungen in Dreieckschaltung. Diese werden berechnet aus den Strömen der Zuleitungen und den Spannungen, welche an den Ausgangsklemmen des Stromrichters erfasst werden können. Alternativ erfolgt die Regelung in umgerechneten Parametern auf die Stranggrößen. Die Umrechnung ist im Kapitel Modellbildung und Parameteridentifikation beschrieben und benötigt die gemessenen Strangströme der PMSM.

In dieser Arbeit werden die Parameter in Stranggrößen, bevorzugt.

Für das phasenrichtige Einprägen der Sollspannungen u_{dq*} wird die Rotorlage auf die gemessene Strangspannung der PMSM mit Hilfe der induzierten Spannungen nach [27] abgeglichen. Die gemessenen Ströme am Stromrichter werden hierzu nach Gleichung (2.6) auf die Ströme der Wicklungen umgerechnet und dq-transformiert, alternativ ist auch die direkte Messung und Transformation der Strangströme wie im vorhandenen Prüfling möglich. Der Nullstrom und die Nullflussverkettung ist dabei nur in der Berechnung der Drehmoment zu Stromsollwerttabelle der Dreieckschaltung notwendig. Die Nullflussverkettung prägt sich abhängig von den eingestellten dq-Strömen, der Rotorposition und der Drehzahl ein.

Die berechneten Sollspannungen (in Stranggrößen) werden für die Dreieckschaltung umgerechnet auf die verketteten Spannungen, welche der Stromrichter an den Klemmen der PMSM anlegt. Grundlage bildet die umgeformte Gleichung nach (2.7).

Mit den am Prüfstand parametrisierten, winkelabhängigen Flussverkettungen kann die modellbasierten prädiktiven Regelung bekannt aus [20] um die Rotorposition erweitert (für Dreieck- aber auch Sternschaltung). Der Vorteil der winkelabhängigen Flussverkettungen ist die Verbesserung der Genauigkeit der Sollspannungsberechnung durch die exakte Kenntnis der Flussverkettungen in der Regelung. Dies ermöglicht im Vergleich zur vorgestellten Regelung aus [20] mit den gemittelten Flussverkettungen, das Einregeln rotorpositionsabhängiger Ströme und somit auch die Umsetzung der rotorpositionsabhängigen Drehmomentregelung. Bei der vorgestellten modellbasierten prädiktiven Regelung wird

davon ausgegangen, dass die parasitären Einflüsse des Stromrichters gering sind. Auf eine Modellierung des Stromrichters in der Regelung wird verzichtet. Der Stromrichter wird in der Simulation als ideale Spannungsquelle angenommen.

Folgend, wird das Grundprinzip der modellbasierten prädiktiven Regelung nach [20] beschrieben. Dieser Regelungsansatz aufbauend auf stromabhängigen Flussverkettungen wird dann um die strom- und winkelabhängigen Flussverkettungen sowie die Stützstellen verschiedener Drehzahlen ergänzt. Die Flussverkettungstabellen können bei festen Drehzahlstützstellen als dreidimensionale Flussverkettungen $\psi_{dq}(i_d, i_q, \gamma)$ ausgeführt werden. Diese dreidimensionalen Flussverkettungen sind nicht invertierbar, können aber in die bekannten zweidimensionalen Flussverkettungen überführt werden, was die Anwendung der bekannten Algorithmen aus [20] ermöglicht. Auf die detaillierte Untersuchung der Begrenzung der Sollspannungen und Trajektorienberechnung, die Berechnung der Strom-, Spannungs- und Flussverkettungsebenen wird verzichtet, dies wird in [20] ausführlich beschreiben.

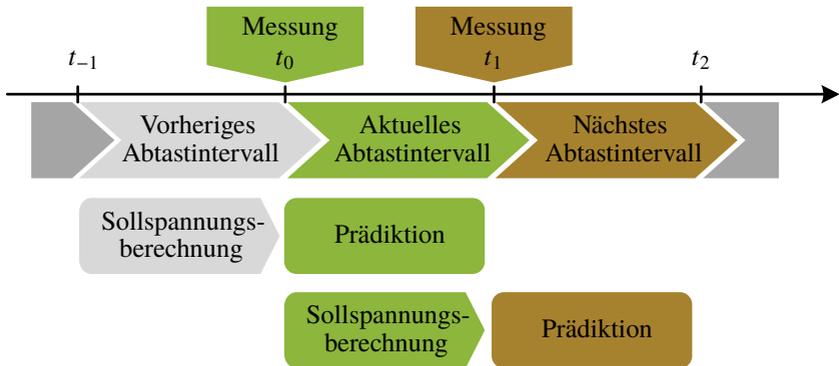


Abbildung 6.4: Zeitlicher Ablauf der zeitdiskreten prädiktiven Stromregelungen.

Zeitlicher Ablauf

Die Implementierung aktueller Regelungsalgorithmen erfolgt heutzutage digital in Mikroprozessoren wie DSP- und SoC-Mikroprozessoren oder auch in programmierbaren Logikschaltungen (FPGA). Der Ablauf der Regelung von der Erfassung der Messwerte zur Berechnung der Sollspannungen erfolgt sequenziell. Die Messwerte und Sollgrößen sind dabei zeit- und wertdiskret. In Abb.

6.4 ist der zeitliche Ablauf der prädiktiven Stromregelung ausgehend von der Messung bis zum Stellen der berechneten Sollspannung am Stromrichter skizziert. Der Zeitpunkt t_0 ist der Beginn der Rechenzeit der Regelung im aktuellen Intervall zu welchem die gemessenen Ströme, die Rotorposition und die Drehzahl als Endwert der Messung beziehungsweise Ergebnis der Berechnungen des vorherigen Intervalls vorliegen. Die Dauer eines Intervalls von t_0 bis t_1 ist T . Die Berechnung der Regelungsgrößen erfolgt kontinuierlich in jedem aufeinanderfolgenden Intervall. Während der Berechnung der Sollspannung im Intervall von t_0 bis t_1 ist die aus dem vorherigen Intervall t_{-1} bis t_0 berechnete Sollspannung aktiv. Die durch diese Spannung hervorgerufene Stromänderung während der Abtastzeit von T muss für die exakte Sollspannungsberechnung des folgenden Intervalls präzisiert werden („Prädiktion“ im grünen Intervall). Hierzu wird die Stromänderung im Intervall (grün) aufgrund der Sollspannung aus dem Intervall (grau) berechnet. Aufbauend auf den präzisierten Strömen findet die Berechnung der Sollspannung („Sollspannungsberechnung“ im grünen Intervall von t_0 bis t_1) für das folgende Intervall t_1 bis t_2 statt (braun). Diese im Intervall t_0 bis t_1 berechnete Sollspannung wird im Intervall t_1 und t_2 am Stromrichter eingestellt. Die Herausforderung der prädiktiven Stromregelungen ist die exakte Prädiktion der Stromänderung während der Abtastzeit T . In [20] ist dafür eine Prädiktionsgleichung ausgehend von den dq-Spannungsgleichungen und den Flussverkettungen $\Psi_{dq}(i_d, i_q)$ der PMSM hergeleitet. Diese Prädiktionsgleichung h bildet die in der Abtastzeit wirkenden (Soll-) Spannungen auf die Flussverkettungen als Funktion ab:

$$h(\mathbf{u}_{dq}) \rightarrow \Psi_{dq} \quad (6.8)$$

Über die berechneten inversen Flussverkettungstabellen $f^{-1}(\Psi_{dq}) = \mathbf{i}_{dq}$ folgen die präzisierten dq-Ströme zu diesen präzisierten Flussverkettungen. Ausgehend von diesen ermittelten Strömen kann die Sollspannung für das darauffolgende Intervall bestimmt werden.

Die im aktuellen Betriebspunkt erreichbaren Spannungen des Stromrichters, welche ein regelmäßiges Sechseck beschreiben, werden mit der Gleichung (6.14) und (6.15) in äquivalente Flussverkettungen und mit den bekannten inversen Flussverkettungen in entsprechende Ströme umgerechnet. Kann der Sollstrom innerhalb eines Abtastintervalls mit der berechneten Sollspannung erreicht werden, muss die Sollspannung nicht begrenzt werden. Ist dies nicht der Fall, erfolgt die Begrenzung der Sollspannung. Hierzu wird beispielsweise die Sollspannung linear, in der d- und q-Komponente gekürzt. In [20] werden optimierte Verfahren

vorgestellt, bei welchen die Spannung im Sechseck so begrenzt wird, dass die Spannungszeitfläche oder auch das Drehmoment maximiert wird.

Die Prädiktionsgleichung, die Berechnung der inversen Flussverkettungen sowie die Berechnung der Sollspannungen mit den um die Rotorposition erweiterten Flussverkettungen wird folgend hergeleitet. Aufbauend auf diesen Gleichungen kann der in [20] beschriebene Regelungsalgorithmus ergänzt werden. Die Sollströme als Eingangsgröße der Regelung werden aus dem hergeleiteten Drehmoment zu Strom Sollwerttabellen ausgelesen.

Der Ablauf der Regelung im Abtastintervall kann zusammengefasst werden zu:

- Erfassung der Messwerte der Istgrößen
- Bestimmen der Rotorposition nach (6.11)
- Bestimmen der dq-Sollströme aus der vorberechneten Stromsollwert Tabelle
- Prädiktion der Ströme im aktuellen Intervall nach (6.14), (6.15) und (6.12)
- Berechnung der Sollspannungen nach (6.9) und (6.10)
- Begrenzung der Sollspannungen falls erforderlich
- Berechnung der Schaltsignale mit den Sollspannungen und dem Modulationsverfahren nach Abschnitt 2.2.2

Sollspannungsberechnung

Für die Berechnung der Sollspannungen der Regelung werden die Spannungsgleichungen aus (2.23) im Intervall t_k bis t_{k+1} mit $k \in \mathbb{Z}$ mit der Trapezregel in eine zeitdiskrete Form überführt [20]. Es wird angenommen, dass die elektrische Frequenz $\omega_{t_k \dots t_{k+1}}$ konstant im Intervall von t_k bis t_{k+1} ist. Durch die Diskretisierung folgen die Spannungsgleichungen (6.9) und (6.10) zur Berechnung der dq-Sollspannungen.

$$u_{d,t_k \dots t_{k+1}} = \frac{R}{2} (i_{d,t_{k+1}} + i_{d,t_k}) + \frac{(\psi_{d,t_{k+1}} - \psi_{d,t_k})}{T} - \frac{\omega_{t_k \dots t_{k+1}}}{2} (\psi_{q,t_{k+1}} + \psi_{q,t_k}) \quad (6.9)$$

$$u_{q,t_k \dots t_{k+1}} = \frac{R}{2} (i_{q,t_{k+1}} + i_{q,t_k}) + \frac{(\psi_{q,t_{k+1}} - \psi_{q,t_k})}{T} + \frac{\omega_{t_k \dots t_{k+1}}}{2} (\psi_{d,t_{k+1}} + \psi_{d,t_k}) \quad (6.10)$$

Die Flussverkettung Ψ_{dq} ist bei konstanter Drehzahl eine Funktion von i_d , i_q und γ mit $f(i_d, i_q, \gamma)$, diese ist als Tabellen abgelegt. Die Stützstelle der Rotorposition γ zum Zeitpunkt k ist über die Gleichung (6.11) bestimmbar.

$$\gamma_{t_{k+1}} = \gamma_{t_k} + \omega_{t_k \dots t_{k+1}} \cdot T \quad (6.11)$$

Prädiktionsgleichung

Die Prädiktion der Stromänderung während der Abtastzeit erfolgt über die prädi-
zierte Flussverkettungsänderung mit der in der Abtastzeit wirksamen Spannung,
es gilt $h(\mathbf{u}_{dq}) \rightarrow \Psi_{dq}$. Über die inversen Flussverkettungen kann diese den
dq-Strömen zugeordnet werden:

$$f^{-1}(\Psi_{dq}) = \mathbf{i}_{dq} \quad (6.12)$$

Zur Bestimmung der Flussverkettungen aus den Spannungen werden die Span-
nungsgleichungen (6.9) und (6.10) zum Zeitpunkt t_{k+1} aufgelöst. Das lineare
Gleichungssystem wird lösbar unter der Annahme, dass der ohmsche Span-
nungsanteil im Intervall (6.13) nicht berechnet und berücksichtigt werden kann.

$$\frac{1}{2}R(i_{dq,t_{k+1}} - i_{dq,t_k}) \quad (6.13)$$

Eine weitere Voraussetzung für die Lösbarkeit der Gleichungen ist, dass die
Änderung der Rotorposition während der Abtastzeit vernachlässigt werden
kann. Mit einem Takt- und Regelungsintervall von $T = 62,5\mu\text{s}$ ist diese An-
nahme zulässig. Die maximale Änderung der Rotorposition im Abtastintervall
liegt bei maximaler Drehzahl der PMSM unter 3° . Die entsprechenden Umfor-
mungsschritte der Prädiktionsgleichung sind in [20] hergeleitet. Die prädi-
zierten Flussverkettungen zum Zeitpunkt t_{k+1} werden durch die Gleichungen (6.14) und
(6.15) beschrieben.

$$\begin{aligned} \psi_{d,t_{k+1}} = & \psi_{d,t_k} + T \cdot \frac{u_{d,t_k \dots t_{k+1}} - Ri_{d,t_{k+1}} + \omega_{t_k \dots t_{k+1}} \psi_{q,t_k}}{1 + \frac{1}{4}\omega_{t_k \dots t_{k+1}}^2 T^2} \\ & + T^2 \cdot \frac{\frac{\omega_{t_k \dots t_{k+1}}}{2} (u_{q,t_k \dots t_{k+1}} - Ri_{q,t_{k+1}}) - \frac{\omega_{t_k \dots t_{k+1}}^2}{4} \psi_{d,t_k}}{1 + \frac{1}{4}\omega_{t_k \dots t_{k+1}}^2 T^2} \end{aligned} \quad (6.14)$$

$$\begin{aligned} \psi_{q,t_{k+1}} = & \psi_{q,t_k} + T \cdot \frac{u_{q,t_k \dots t_{k+1}} - Ri_{q,t_{k+1}} - \omega_{t_k \dots t_{k+1}} \psi_{d,t_k}}{1 + \frac{1}{4}\omega_{t_k \dots t_{k+1}}^2 T^2} \\ & + T^2 \cdot \frac{\left(\frac{\omega_{t_k \dots t_{k+1}}}{2} - u_{d,t_k \dots t_{k+1}} + Ri_{d,t_{k+1}}\right) - \frac{\omega_{t_k \dots t_{k+1}}^2}{4} \psi_{q,t_k}}{1 + \frac{1}{4}\omega_{t_k \dots t_{k+1}}^2 T^2} \end{aligned} \quad (6.15)$$

Mit den prädizierten Flussverkettungen $\psi_{d,t_{k+1}}$ und $\psi_{q,t_{k+1}}$ und anschließender Ermittlung der zugeordneten Ströme aus der Inversen der Flussverkettungen mit $\mathbf{i}_{dq}(\Psi_{dq})$ kann auf die prädizierten Ströme zum Zeitpunkt t_{k+1} geschlossen werden.

Wie in [27] gezeigt, muss die Invertierbarkeit der Flussverkettungen sichergestellt sein. Die Invertierbarkeit der stromabhängigen Flussverkettungen ist sichergestellt, da prinzipbedingt die Eigeninduktivitäten der PMSM immer größer als die Kreuzverkoppelungsinduktivitäten sind. Dies kann über die Jacobi-Determinante gezeigt werden. Für die strom- und winkelabhängigen Flussverkettungen in dieser Arbeit ist das nur bedingt zulässig.

Die winkelabhängigen Flussverkettungen werden mittels Fourierreihen am Prüfstand ermittelt und sind somit als periodische Größen approximiert. Nach mathematischer Definition sind diese periodischen Verläufe nicht vollständig bijektiv, dies steht im Widerspruch zur Invertierbarkeit.

Eine Lösung, um dennoch Invertierbarkeit zu erreichen, ist die Einschränkung der Zielmenge, damit wird auch die Bildung der Inversen periodischer Funktionen ermöglicht [47]. Hierfür kann zum Einen ein eingeschränkter Abbildungsbereich vorgegeben werden, zum Anderen können die Flussverkettungen auf feste Drehzahl- und Winkelstützstellen (ω, γ) reduziert werden. Durch das Festlegen auf feste Winkelstützstellen werden die strom- und winkelabhängigen Flussverkettungen zu ausschließlich stromabhängigen Flussverkettungen, der Abbildungsbereich reduziert sich von \mathbb{R}^3 auf \mathbb{R}^2 . Diese stromabhängigen Flussverkettungen (6.17) ermöglichen die Bildung der Inversen (6.16) nach [27]. Somit kann auch für die erweiterten winkelabhängigen Flussverkettungen von der Invertierbarkeit ausgegangen werden.

$$f_{\gamma, \omega = \text{konst.}} : \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^2 \text{ mit } (i_d, i_q) \mapsto (\psi_d, \psi_q) \quad (6.16)$$

$$f_{\gamma, \omega = \text{konst.}}^{-1} : \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^2 \text{ mit } (\psi_d, \psi_q) \mapsto (i_d, i_q) \quad (6.17)$$

Implementierung

Die zeit- und wertdiskrete Implementierung der Sollwertberechnung erfordert entsprechende Annahmen und Einschränkungen welche folgend erläutert werden. Die maximal erreichbare Frequenz der Sollspannungen muss kleiner als die Stromrichter Taktfrequenz f_T sein. Hierzu wird in erster Näherung und zur exakten Sollspannungsvorgabe eine Frequenz mit einem Faktor zehn kleiner als die Taktfrequenz des Stromrichters vorausgesetzt. Bei 16 kHz

Stromrichter Taktfrequenz entspricht dies einer Frequenz von 1,6 kHz. Bei einer maximalen Drehzahl von 3000 min^{-1} des Prüflings ergibt sich die maximale Frequenz zu 100 Hz. Es folgt, dass bei maximaler Drehzahl der Maschine die Sollspannungen unter den gegebenen Annahmen maximal bis zur 16-fachen der Frequenz ω der PMSM eingepreßt werden können. Der Betrieb der Maschine erfolgt üblicherweise nicht ausschließlich an dieser Drehzahlgrenze, weshalb es sinnvoll ist auch höhere Frequenzen vorzusehen, welche bei geringeren Drehzahlen einprägar sind. In dieser Arbeit sind für die Implementierung die Stützstellen der Rotorposition der Flussverkettungen auf ein 6° Raster für $\gamma = 0 \dots 360^\circ$ festgelegt. Beim Einprägen der 12-fachen Frequenz liegen somit fünf diskrete Winkelstützstellen der Flussverkettungen vor.

Die um die Rotorposition erweiterte modellbasierte prädiktive Regelung nach [20] ist in eine akasale Simulationsumgebung in *Matlab/Simulink* implementiert.

Das Modell der PMSM in der bestehenden Simulationsumgebung nach [59] wurde hierzu für die Dreieckschaltung um die rotorpositionsabhängigen Flussverkettungen, die Nullflussverkettung und Nullströme sowie um das winkelabhängige Drehmoment ergänzt. Grundlage bilden die im Kapitel 2 hergeleiteten Gleichungen. Das Modell der PMSM der Simulationsumgebung ist mit den am Prüfstand ermittelten Flussverkettungen parametrisiert. Diese sind hierzu in Tabellen abgespeichert. Die Stützstellen dieser Flussverkettungstabellen sind die dq-Ströme von -16 bis 16 A aufgelöst mit 64 Stützstellen je Achse (64×64 insgesamt 4096 Tabellenwerte pro Flussverkettung). Die zugehörigen inversen Flussverkettungstabellen sind im gleichen Raster aufgelöst.

Der Stromrichter der Simulationsumgebung ist als ideale Spannungsquelle implementiert, welche die von der Regelung berechnete Sollspannung im jeweiligen Intervall einstellt.

Die beschriebene Regelung und Sollwertvorgabe ist in der Simulationsumgebung wie in Abb. 6.1 gezeigt implementiert. Die gezeigte Simulation ist bei einer festen Drehzahl von 500 min^{-1} und dynamischen und stationären Drehmomenten durchgeführt, die entsprechenden winkelabhängigen Flussverkettungs- und Stromsollwert-Tabellen sind hierzu in der Simulationsumgebung hinterlegt.

In den Simulationen wurde festgestellt, dass der dynamische Betrieb des Prüflings PMSM überwiegend von der Begrenzungsart der Sollspannungen abhängig ist. Die Berücksichtigung der winkelabhängigen Flussverkettungen ermöglicht zwar die präzisere Berechnung der Sollspannungen aber keine deutliche Verbesserung des dynamischen Betriebs beziehungsweise des Großsi-

gnalverhaltens. Für den dynamischen Betrieb wurde beispielhaft eine Simulation durchgeführt, in welcher eine Drehmomentänderung von $0,5 \text{ N m}$ auf $2,5 \text{ N m}$ gefordert wird. In Abb. 6.5 sind hierzu verschiedene Simulationen gezeigt. Mit dem Index *Liny* ist die lineare Begrenzung („Lin“) der berechneten Sollspannung auf die vom Stromrichter stellbaren Spannungen eingezeichnet. Berechnet wurden dabei die Sollspannungen mit den winkelabhängigen Flussverkettungen, die Sollspannungen der d- und q-Achse sind linear auf die vom Stromrichter einstellbaren Spannungen begrenzt. Mit dem Index *Zeity* ist die optimierte Begrenzung auf die Spannungszeitfläche („Zeit“) eingezeichnet. Es zeigt sich, dass diese zeitoptimale Trajektorienplanung schneller die Stromsollwerte und somit auch das Soll Drehmoment erreicht als die einfache lineare Begrenzung der Sollspannungen. Dies wird insbesondere beim im d-Strom erkennbar. Zusätzlich zur winkelabhängigen Stromsollwertvorgabe und Berücksichtigung der winkelabhängigen Flussverkettungen in der Regelung wurde die Simulation mit ausschließlich stromabhängigen Flussverkettungen und Stromsollwertta-bellen wie in [20] implementiert. Die Ergebnisse der Simulation sind in der Kurve *Lin, MW* eingezeichnet. Dabei ist im betrachteten Fall im dynamischen Betrieb mit linearer Sollspannungsbegrenzung kaum ein Unterschied zwischen der winkelabhängigen Regelung und der Regelung mit einer ausschließlich stromabhängigen Größen wie in [20] eingeführten, erkennbar. Deutlichere Unterschiede sind in der Trajektorienplanung beziehungsweise der zugrunde liegenden Begrenzungsarten erkennbar. Der dynamische Betrieb der Regelung, bei welchem die rotorpositionsabhängigen Flussverkettungen geringen Einfluss haben, wird in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet. Für die Details der verschiedenen Begrenzungen und Trajektorien der stromabhängigen Flussverkettungen wird auf [20] verwiesen.

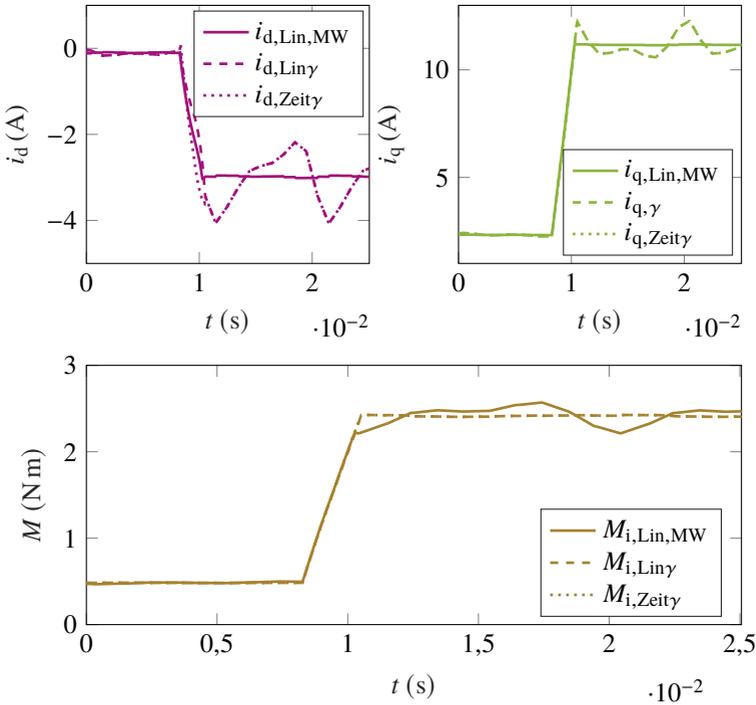


Abbildung 6.5: Drehmomentänderung von 0,5 N m auf 2,5 N m bei 500 min^{-1} mit unterschiedlicher Begrenzung der Sollspannung. Die einander zugeordneten dq-Ströme sind violett und grün eingefärbt.

Interessanter ist die Betrachtung der winkelabhängigen Regelung im stationären Betrieb. Als Beispiel wurde ein Betriebspunkt mit 2,5 N m bei 500 min^{-1} gewählt. Die Simulationsergebnisse sind in Abb. 6.6 dargestellt. Das Kürzel *MW* zeigt die Kurven bei der Vorgabe und Regelung konstanter dq-Ströme zum gewünschten mittleren Drehmoment. Entsprechend folgt bei konstant eingeregelt Strömen eine Drehmomentwelligkeit des innerern Drehmoments M_i wie im Kapitel Modellbildung beschrieben.

Mit γ sind in der Abbildung die Kurven bei Vorgabe winkelabhängiger Stromsollwerte indiziert. Die eingestellten winkelabhängigen dq-Stromverläufe führen dabei zu einem annähernd glatten Drehmoment. Die bestehende Drehmomentwelligkeit der Simulation kann auf die diskrete Berechnung der Sollspannungen

der Regelung, die Diskretisierung der Flussverkettungen und die nötigen Vereinfachungen zur Prädiktion und Sollspannungsberechnung zurückgeführt werden. Zur einfacheren Bewertung des Wechselanteils des Drehmoments in der Simulation und auch der im Kapitel 7 vorgestellten Messungen, wird die Standardabweichung als Kriterium vorgeschlagen. Im Gegensatz zur Bewertung der Harmonischen der Ströme, wozu häufig die THD (Total Harmonic Distortion) als harmonische Verzerrung einer Grundschwingung verwendet wird, fehlt bei glattem Drehmoment die Bezugsgröße der Grundschwingung.

Die Standardabweichung σ aus Gleichung (6.18) ist die Quadratwurzel der Varianz, welche die mittlere quadratische Abweichung einer Größe von ihrem Erwartungswert μ darstellt. Dabei sind x_i die Messwerte der Anzahl n . Die Auswertung der Standardabweichung erfolgt über $\gamma = 0 \dots 360^\circ$ des erfassten Drehmoments.

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2}{n}} \quad (6.18)$$

Im gezeigten Beispiel aus Abb. 6.6 ergibt sich bei der Vorgabe der stromabhängigen Sollwerten die Standardabweichung des Drehmoments zu 0,108 N m. Bei Vorgabe mit winkelabhängigen Stromsollwerten verbessert sich diese deutlich auf 0,007 N m. Somit konnte in der Simulation gezeigt werden, dass mit der Erweiterung um die winkelabhängige Flussverkettungen und Stromsollwerttabellen, insbesondere das stationäre Verhalten der modellbasierten prädiktiven Regelung verbessert werden kann. Die Stromsollwerttabellen sind hierzu winkelabhängig berechnet, inklusive des Anteils der Nullkomponente bei Dreieckschaltung. In der Simulation stellt sich dabei eine deutliche Verringerung der berechneten Drehmomentwelligkeit ein.

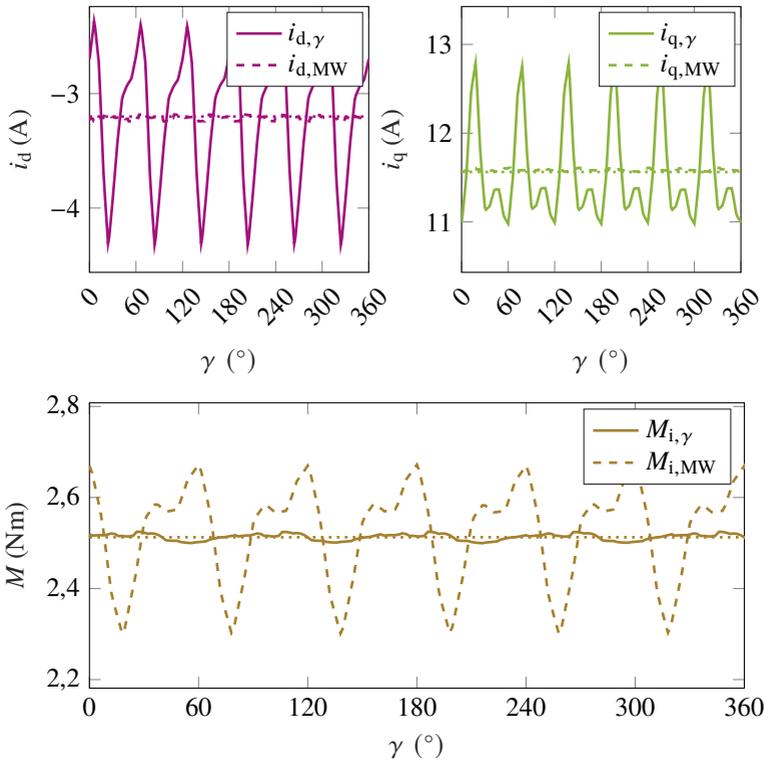


Abbildung 6.6: Stationäres Drehmoment ($2,5 \text{ N m}$) bei 500 min^{-1} mit und ohne winkelabhängige Stromsollwerttabellen.

In diesem Kapitel wurde die modellbasierte prädiktiven Regelung mit winkelabhängigen Flussverkettungen sowie vorberechneten Stromsollwert Tabellen vorgestellt. Die Drehmoment zu Strom-Sollwerttabellen wurden numerisch vorberechnet, aufbauend auf den am Prüfstand identifizierten winkelabhängigen Flussverkettungen. Die prädiktive Stromregelung wurde um die winkelabhängigen Flussverkettungen erweitert, die nötigen Gleichungen sind hierzu beschrieben. Mit der Simulation konnte gezeigt werden, dass die Erweiterung der Winkelabhängigkeiten im dynamischen Betrieb im Vergleich zur

bekannten Regelung nach [20] nur zu geringen Verbesserungen führt. Im stationären Betrieb jedoch kann eine deutliche Verbesserung der Drehmomentgüte mit der winkelabhängigen Regelung und Sollwertvorgabe erreicht werden. Die Prüfstandsergebnisse der in Abb. 6.1 gezeigten Regelungsstruktur werden im folgenden Kapitel diskutiert. Die vorgestellte Regelungsstruktur bildet die Grundlage komplexer Regelungsalgorithmen. Eine Erweiterung dieser Regelungsstruktur ist beispielsweise die Regelung mit online MTPA/MTPV-Sollwertberechnung sowie die online Kompensation der Drehmomentwelligkeiten wie in [E3] vorgestellt.

7

Ergebnisse

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse der Parameteridentifikation am Prüfstand und die Ergebnisse der FEM Simulation für Stern- und Dreieckschaltung gezeigt. Die Parameter sind mit dem vorgestellten Prüfling in Stern- und Dreieckschaltung bestimmt, was einen Vergleich dieser Schaltungskonfigurationen hinsichtlich der Flussverkettungen und des resultierenden Drehmoments ermöglicht.

Aufbauend auf den ermittelten Parametern ist als Anwendungsbeispiel die modellbasierte prädiktive Stromregelung mit winkelabhängiger Stromsollwertvorgabe am Prüfstand implementiert. Anhand stationärer Betriebspunkte wird gezeigt, dass die Berücksichtigung der winkelabhängigen Flussverkettungen die Drehmomentwelligkeit verringern kann.

7.1 Parameteridentifikation

Zuerst wird die Gleichstrommessung der Stator- und Zuleitungswiderstände der PMSM durchgeführt.

Die darauf folgende Parameteridentifikation der Flussverkettungen ist als *Steady-State-Test*, nach Kapitel 3, bei konstanten Drehzahlen und stationären Strömen durchgeführt. Für die Messungen wird der im Kapitel 5 gezeigte Prüfstand verwendet. Die Lastmaschine ist hierzu drehzahleregelt und ermöglicht konstante Drehzahlen während der Messung. Die dq-Ströme werden durch die Regelung der Prüflingsmaschine eingestellt. Als Regelalgorithmus wird hierzu

die in [20] vorgeschlagene modellbasierte prädiktive Stromregelung angewendet. Die Parametrierung der im Algorithmus notwendigen stromabhängigen Flussverkettungen erfolgt initial durch die im Kapitel 4 ermittelten FEM Flussverkettungen. Durch die winkelabhängige Vorsteuerung der Spannungsfehler (Repetitive Control) werden die zur Berechnung der dq0-Flussverkettungen notwendigen stationären (ideal glatte) dq-Ströme eingestellt.

Die erforderlichen dq-Sollströme müssen kleiner als der maximale Strangstrom sein. Der maximale Strom in der dq-Ebene ist durch einen Kreis dargestellt (von -16 A bis 16 A). Die Sollströme sind darin gleichverteilt. Im Bereich unterhalb der Eckdrehzahl sind hierzu 230 gleichverteilte Messpunkte gewählt. Aufgrund der Zwischenkreisspannung am Prüfstand und der induzierten Spannung der dq-Sollströme können bei höheren Drehzahlen nicht alle Messpunkte eingestellt werden. Messpunkte, welche nicht einstellbar sind, werden vernachlässigt. Die Messgrößen sind die dq-Spannungen, der Strom i_0 oder die Spannung u_0 , die Wicklungstemperatur, die Drehzahl und die Rotorposition. Diese Größen werden mit dem im Kapitel Parameteridentifikation beschriebenen Methode ausgewertet. Die gemessenen Ergebnisse werden mit den zuvor berechneten Ergebnissen für Stern- und Dreieckschaltung dargestellt.

7.1.1 Widerstände

Statorwiderstand

Die untersuchten Schaltungskonfigurationen unterscheiden sich im ermittelten Widerstand aufgrund der unterschiedlichen Leiterplatten mit dem Sternpunktverbinder bei Sternschaltung und den integrierten Stromsensoren in Dreieckschaltung. Für die Bestimmung des Statorwiderstands beziehungsweise des Strangwiderstands wird jeweils im Stillstand bei homogen erwärmter Maschine ein Gleichstrom zwischen zwei Klemmen eingepreßt. Der Spannungsabfall an den Anschlussklemmen wird mit einem präzisen Digital Multimeter des Typs *34405A* von *Agilent Technologies* [D17] gemessen.

Der Statorwiderstand im Strang der Dreieckschaltung ist mit einer Messreihe, durch Tauschen der Anschlussklemmen, zu $346,22\text{ m}\Omega$ bei $25,0\text{ }^\circ\text{C}$ nach Gleichung (3.3) bestimmt. Die Bestimmung des Statorwiderstands der Sternverschaltung erfolgt hierzu äquivalent. Der Statorwiderstand im Strang der Sternschaltung ist zu $349,84\text{ m}\Omega$ bei $26,1\text{ }^\circ\text{C}$ nach Gleichung (3.4) berechnet. Für die weiteren Betrachtungen wird der Statorwiderstand mit dem spezifischen Widerstand (3.2) auf die entsprechende Temperatur der PMSM angepasst.

Die analytische Berechnung des Widerstands über den spezifischen Widerstand des Kupferlackdrahts eines Strangs mit $0,0171 \Omega \text{ mm}^2 \text{ m}^{-1}$ bei 20°C und einer Drahtlänge von 22 m pro Strang (gemessen bei der Fertigung) ergibt $306,56 \text{ m}\Omega$. Der Widerstand fällt im Vergleich zum gemessenen Widerstand geringer aus, was durch die mitgemessenen zusätzlichen Kontaktstellen der seriellen Verschaltung der Spulen zu den Windungen sowie dem Widerstand der PCB-Leiterplatte zur Schaltungskonfigurationen begründet wird.

Im Vergleich mit Antrieben größerer Leistung ist bei den Antrieben kleiner Leistung der Statorwiderstand und dessen Spannungsabfall im Bezug zur Zwischenkreisspannung verhältnismäßig groß. Bei kleiner Bauform der PMSM folgt bei gleichem Füllfaktor eine höhere Windungszahl bei kleinerem Durchmesser des Blankdrahts, woraus ein größerer Statorwiderstand folgt. Bezieht man den Spannungsabfall am Statorwiderstand auf die Zwischenkreisspannung im Nennbetrieb, so beträgt dieser je nach Zwischenkreisspannungen und PMSM bis zur Hälfte. Bei größeren Antrieben (wie beispielsweise der PMSM aus [20]) liegt der Spannungsabfall an den Wicklungen bei kleiner 3 % und kann im Allgemeinen vernachlässigt werden. Der hohe Statorwiderstand der kleinen Antriebe ist besonders im Dauerbetrieb und bei großen Temperaturschwankungen in der Regelung zu beachten und sollte nicht vernachlässigt werden. Im Prüfstandsbetrieb wird der Statorwiderstand des Prüflings mittels des Temperaturmesswerts in der Software nachgeführt.

Zuleitungswiderstand

Durch den gewählten und beschriebenen Aufbau des Prüfstands mit der Messung der Spannung an den Stromrichter Ausgangsklemmen ist die Bestimmung des Zuleitungswiderstands notwendig. Der ermittelte Spannungsabfall zwischen den Anschlussklemmen der Maschine und der Spannungsmessung führt auf einen Widerstand von $19,82 \text{ m}\Omega$. Die Zuleitungen werden als temperaturunabhängig angenommen.

7.1.2 Flussverkettungen

Im folgenden Abschnitt werden die am Prüfstand identifizierten Flussverkettungen sowie die Flussverkettungen der FEM Berechnung gegenübergestellt. In der FEM werden die Flussverkettungen direkt berechnet. Für die Bestimmung am Prüfstand sind bei stationärer Drehzahl und konstantem dq-Strom die dq-Spannungen zeit- beziehungsweise winkelabhängig aufgenommen. Die zugehörigen Flussverkettungen werden nach der vorgestellten Berechnungsmethode aus Kapitel 3 (Parameteridentifikation) ermittelt. Mittels des in [27, E4] vorgeschlagenen Verfahrens werden die mittleren frequenzabhängigen Verluste als äquivalenter Eisenverluststrom der dq-Stützstellen für den Vergleich mit der FEM Simulation berücksichtigt. Die Flussverkettungen werden für zwei Betriebspunkte betrachtet, einer unterhalb der Eckdrehzahl und einer oberhalb der Eckdrehzahl. Zuerst erfolgt dazu die Darstellung der identifizierten Flussverkettungen in Dreieck- und Sternschaltung wie am Prüfstand ermittelt, zeit- beziehungsweise winkelabhängig. Aufbauend auf diesen winkelabhängigen Flussverkettungen einer festen Drehzahl werden die Flussverkettungen als Kennfeld abgespeichert. Die Darstellung der Kennfelder der Flussverkettungen erfolgt dabei mit den unterschiedlichen Abhängigkeiten der Ströme, der Rotorposition sowie der Drehzahl.

Rotorpositionsabhängige Flussverkettungen

Folgend sind die Flussverkettungen aus der FEM Berechnung und den Messungen über der Rotorposition dargestellt. Die betrachteten Flussverkettungen sind im motorischen Bereich bei 750 min^{-1} und 80 % des maximalen Drehmoments, sowie im generatorischen Bereich bei 1500 min^{-1} und 20 % des maximalen Drehmoments ermittelt worden. Die Berechnung der Flussverkettungen erfolgt mit dem in der Parameteridentifikation beschriebenen Algorithmus und mit den am Prüfstand gemessenen Größen. Die maximale Ordnungszahl der Fourieranalyse wurde mit Berücksichtigung der Takt- und Regelungsfrequenz auf die 36.ten Harmonische in Bezug zur Frequenz ω festgelegt. Für die Darstellung der gezeigten Betriebspunkte wird auf die Daten der gemessenen, geglätteten und abgetasteten Flussverkettungen, welche in den beschriebenen Tabellen abgelegt sind zurückgegriffen. Dies ermöglicht gleiche diskrete Stützstellen in den Strömen, Rotorpositionen und Drehzahlen für die Daten der FEM und der Messung.

Dreieckschaltung In Abb. 7.1 sind an einem Beispiel die am Prüfstand erfassten Größen bei konstant eingeregelmtem dq-Strom im Messpunkt dargestellt. Aus den dem Winkel γ zugeordneten dq-Spannungen werden die dq-Flussverketungen berechnet werden. Mit den Sensoren in den Wicklungen der PMSM in Dreieckschaltung wird der Strom i_0 gemessen. Mit diesem Strom und dem ermittelten Statorwiderstand der PMSM wird die Nullflussverketung bestimmt.

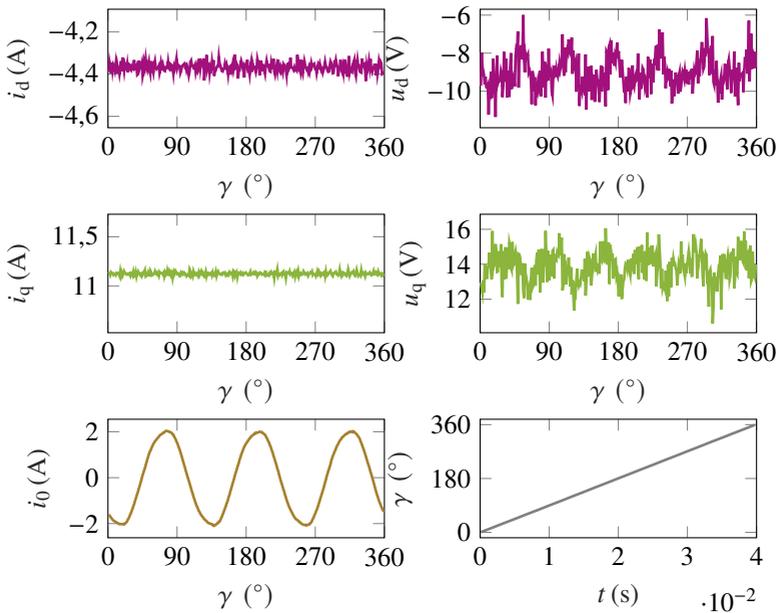


Abbildung 7.1: Messgrößen der Parameteridentifikation bei $n = 750 \text{ min}^{-1}$.

In Abb. 7.2 und in Abb. 7.3 ist ein Vergleich der Flussverketungen mit den Simulationsergebnissen dargestellt. Die Flussverketungen der dargestellten dq-Ströme, Rotorpositionen und Drehzahlen sind hierzu aus den beschriebenen Flussverketungstabellen ausgelesen. Die Mittelwerte der Flussverketungen dieser Betriebspunkte sowie die Abweichung zur FEM Berechnung sind in Tab. 7.1 aufgelistet.

Die am Prüfstand ermittelten betragsmäßig größten Flussverketungen aller Rotorpositionen und Drehzahlstützstellen, welche innerhalb des maximalen

Strombetrags mit dem Radius 16 A liegen, betragen in der q-Achse $\psi_{q,\min} = -57,3 \text{ mV s}$ und $\psi_{q,\max} = 60,9 \text{ mV s}$, sowie in der d-Achse zwischen $\psi_{d,\min} = 32,6 \text{ mV s}$ und $\psi_{d,\max} = 95,3 \text{ mV s}$.

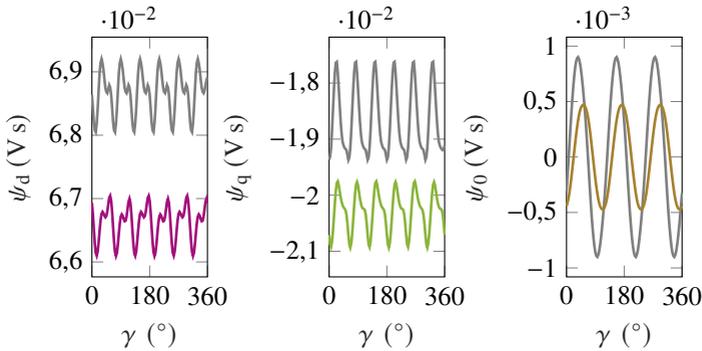


Abbildung 7.2: Am Prüfstand ermittelte Flussverkettungen in V s bei $i_d = -5 \text{ A}$, $i_q = -1 \text{ A}$ und $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ über dem Winkel γ in $^\circ$ dargestellt. Die FEM Ergebnisse sind in grau eingezeichnet.

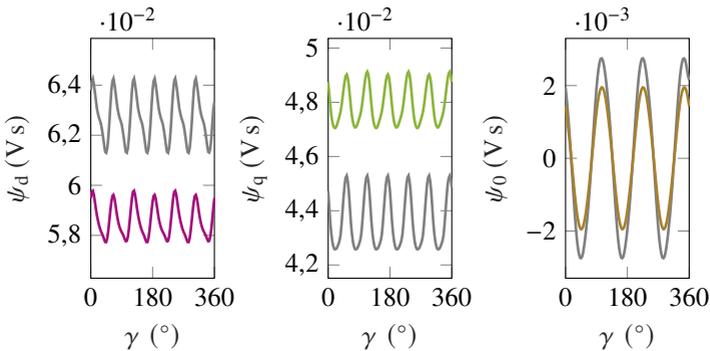


Abbildung 7.3: Am Prüfstand ermittelte Flussverkettungen in V s bei $i_d = -4 \text{ A}$, $i_q = 12 \text{ A}$ und $n = 750 \text{ min}^{-1}$ über dem Winkel γ in $^\circ$ dargestellt. Die FEM Ergebnisse sind in grau eingezeichnet.

Tabelle 7.1: Flussverkettungen in Dreieckverschaltung

Mittelwerte der Flussverkettungen			
Ströme	Drehzahl	Messung	FEM
i_d / i_q (A)	n (min^{-1})	ψ_d / ψ_q (mV s)	ψ_d / ψ_q in (mV s)
-5 / -1	1500	66,62 / -20,29	68,68 / -18,67
-4 / -12	750	58,60 / 47,923	62,72 / 43,66
Absolute Abweichungen der Flussverkettungen von Messung und FEM			
Ströme	Drehzahl	Abweichung	
i_d / i_q (A)	n (min^{-1})	ψ_d / ψ_q (mV s)	
-5 / -1	1500	2,06 / 1,62	
-4 / -12	750	4,12 / 4,26	

Sternschaltung Die Identifikation der Flussverkettungen der Sternschaltung erfolgt nach dem Anpassen der Schaltungsart der PMSM. In Abb. 7.4 wird der gleiche Messpunkt bei konstant eingeregelterm dq-Strom, wie zuvor bei der Dreieckschaltung betrachtet. Aus den dem Winkel γ zugeordneten dq-Spannungen werden die dq-Flussverkettungen berechnet werden. Anstatt des Stroms i_0 erfolgt bei Sternschaltung die Auswertung der Spannung u_0 .

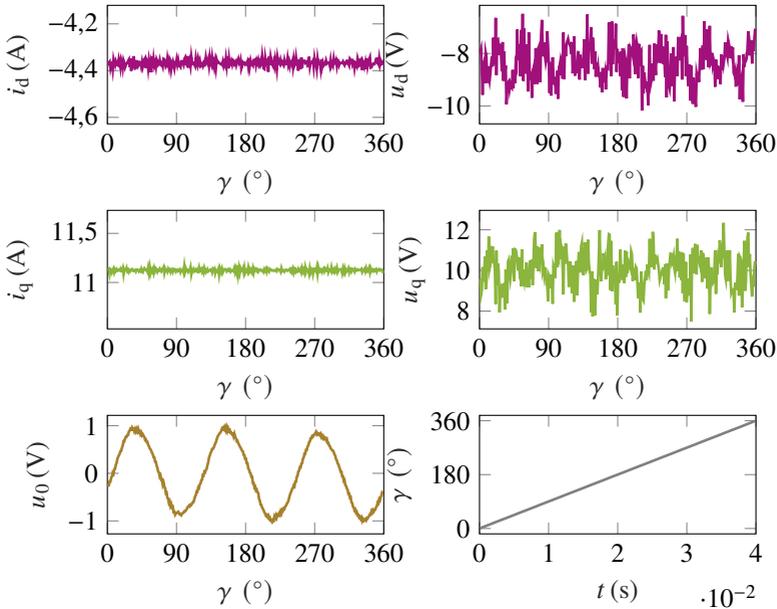


Abbildung 7.4: Messgrößen der Parameteridentifikation bei $n = 750 \text{ min}^{-1}$.

In Abb. 7.5 und in Abb. 7.6 ist ein Vergleich der Betriebspunkte mit den Simulationsergebnissen dargestellt. Die Flussverkettungen der dargestellten dq-Ströme, Rotorpositionen und Drehzahlen sind hierzu aus den beschriebenen Flussverkettungstabellen ausgelesen. Die Mittelwerte der Flussverkettungen dieser Betriebspunkte sowie die Abweichung zur FEM Berechnung sind in Tab. 7.2 aufgelistet.

Die am Prüfstand gemessenen betragsmäßig größten Flussverkettungen aller Rotorpositionen und Drehzahlstützstellen, welche innerhalb des maximalen Strombetrags mit dem Radius 16 A liegen, betragen in der q-Achse $\psi_{q,\text{min.}} =$

$-59,7 \text{ mV s}$ und $\psi_{q,\text{max.}} = 58,7 \text{ mV s}$, in der d-Achse liegen diese zwischen $\psi_{d,\text{min.}} = 27,8 \text{ mV s}$ und $\psi_{d,\text{max.}} = 98,3 \text{ mV s}$

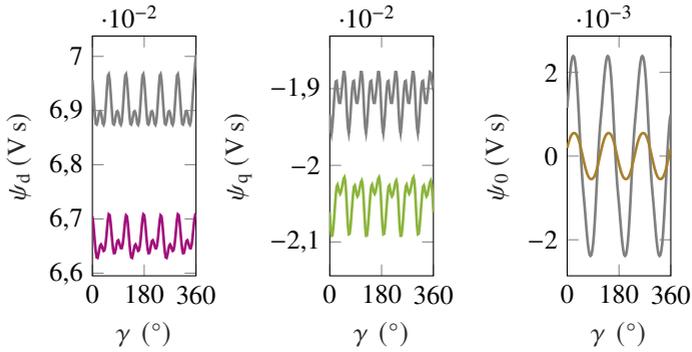


Abbildung 7.5: Am Prüfstand ermittelte Flussverkettungen in Vs bei $i_d = -5 \text{ A}$, $i_q = -1 \text{ A}$ und $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ über γ in $^\circ$ dargestellt. Die FEM Ergebnisse sind in grau eingezeichnet.

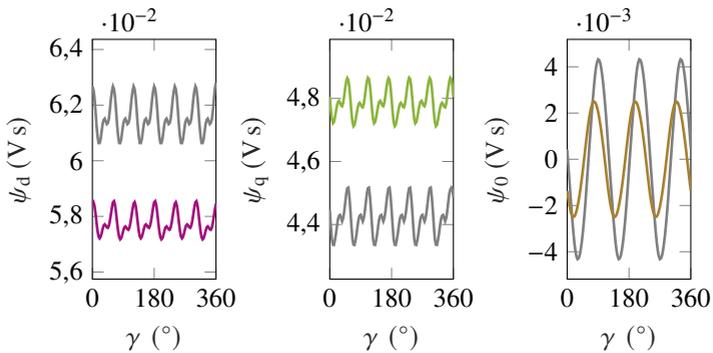


Abbildung 7.6: Am Prüfstand ermittelte Flussverkettungen in (Vs) bei $i_d = -4 \text{ A}$, $i_q = 12 \text{ A}$ und $n = 750 \text{ min}^{-1}$ über γ in $^\circ$ dargestellt. Die FEM Ergebnisse sind in grau eingezeichnet.

Tabelle 7.2: Flussverkettungen in Sternverschaltung

Mittelwerte der Flussverkettungen			
Ströme	Drehzahl	Messung	FEM
i_d / i_q (A)	n (min ⁻¹)	ψ_d / ψ_q (mV s)	ψ_d / ψ_q in (mV s)
-5 / -1	1500	66,62 / -20,46	69,06 / -19,11
-4 / -12	750	57,77 / 47,87	61,57 / 44,23
Absolute Abweichungen der Flussverkettungen von Messung und FEM			
Ströme	Drehzahl	Abweichung	
i_d / i_q in (A)	n in (min ⁻¹)	ψ_d / ψ_q in (mV s)	
-5 / -1	1500	2,44 / 1,35	
-4 / -12	750	3,8 / 3,64	

Die Abweichungen zwischen FEM Berechnung und Messung liegen im Vergleich der Mittelwerte der Flussverkettungen zwischen 2 % und 10 %. Eine mögliche Begründung der Abweichung ist die nicht berücksichtigte Wickelkopf-beziehungsweise die Stirnkopfstreuung der 2D-FEM Berechnung, welche diese Effekte nicht berücksichtigt. Weiterhin sind durch die Wahl des fertigen Rotor- und Statorblechschnitts die genauen Materialparameter der Fertigungscharge und Fertigungseinflüsse nicht bekannt und ein zusätzlicher Einflussfaktor.

Die Form und Phasenlage der winkelabhängigen Flussverkettungen insbesondere bei Sternschaltung stimmt gut überein. Die dominanten Harmonischen der dq-Flussverkettungen in Stern- und Dreieckschaltung sind wie erwartet die sechste und die zwölfte. Bei der Nullflussverkettung ist die dritte Harmonische sichtbar. Diese stimmt insbesondere bei Dreieckschaltung und bei großen Strömen gut überein.

In Sternschaltung zeigt sich eine Abweichung der Amplitude der Nullflussverkettung. Dies ist besonders bei geringem Absolutwert der gemessenen Sternpunktspannung sichtbar und auch auf eventuelle Messunsicherheiten zurückzuführen. Da in Sternschaltung im Vergleich zur Dreieckschaltung keine Rückwirkung der Nullflussverkettung auf das Drehmoment stattfindet, wirkt sich der Fehler der Nullflussverkettung nicht im Betrieb der PMSM auf das Drehmoment aus und kann vernachlässigt werden.

Stromabhängige Flussverkettungskennfelder

Die Flussverkettungen sind abhängig vom dq-Strom als Flussverkettungskennfelder, zu jeder Rotorposition und Drehzahl in mehrdimensionalen Tabellen abgespeichert. Bei festgelegter Rotorposition und Drehzahl können diese als dreidimensionales stromabhängiges Kennfeld, wie aus [20, 21] bekannt, dargestellt werden. Auf der z-Achse ist die Flussverkettung in V s und auf den xy-Achsen sind die dq-Ströme in A dargestellt. Folgend sind die dq0-Flussverkettungen, sowie bei Dreieckschaltung der Strom i_0 und bei Sternschaltung die Spannung u_0 als Kennfeld abgebildet. Die Drehzahl ist zu 750 min^{-1} gewählt und die Rotorposition γ zu 30° . Die gemessenen Flussverkettungen sind als eingefärbte Oberfläche, die FEM Berechnungen als graues Gitternetz in das gleiche Diagramm eingezeichnet.

Dreieckschaltung In Abb. 7.7 sind die Kennfelder der Dreieckschaltung abgebildet. Zu beachten gilt es in dieser Grafik, dass die Nullflussverkettung und der Nullstrom zur besseren Sichtbarkeit um 180° gedreht sind. Als Ergänzung dieser Darstellung sind die den Flussverkettungen zugeordneten stromabhängigen differentiellen Induktivitäten im Anhang im Abschnitt A.1 berechnet und dargestellt.

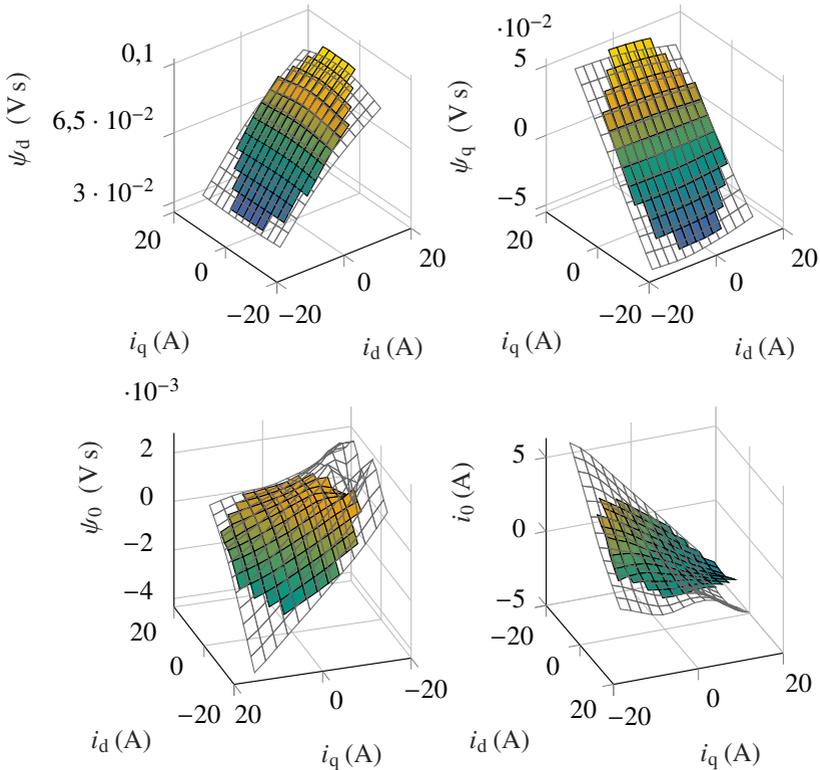


Abbildung 7.7: Flussverkettungen der Dreieckschaltung in Vs mit Nullstrom in A bei $n = 750 \text{ min}^{-1}$ und $\gamma = 30^\circ$.

Sternschaltung Wie auch bei der Dreieckschaltung sind die Flussverkettungskennfelder der Sternschaltung stromabhängig in Abb. 7.8 dargestellt. Zu beachten ist auch hier, dass die Nullflussverkettung und die Nullspannung zur besseren Sichtbarkeit um 180° gedreht sind.

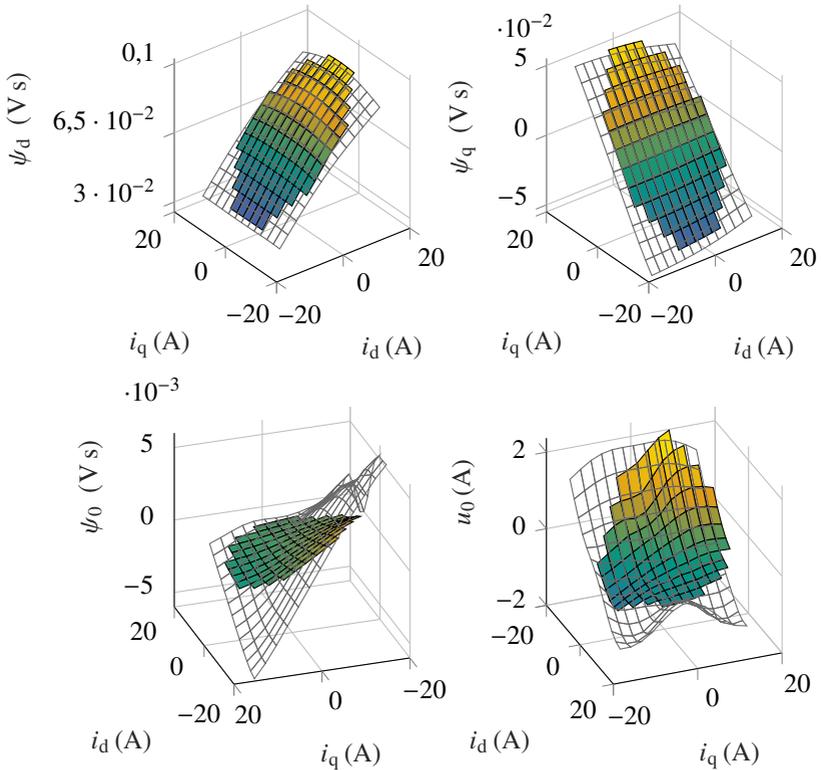


Abbildung 7.8: Flussverkettungen der Sternschaltung in V s mit Nullspannung in V bei $n = 750 \text{ min}^{-1}$ und $\gamma = 30^\circ$.

Die stromabhängige Sättigung der dq-Flussverkettungen ist durch die Krümmung, die Abweichung von der schrägen Ebene des Kennfelds, welche linearen Parametern entsprechen würden, sichtbar. Die Kreuzverkopplung, die Abhängigkeit der q-Flussverkeftung vom d-Strom und der d-Flussverkeftung von q-Strom ist erkennbar. Beide Effekte fallen im Vergleich zu den Flussverkeftungskennfeldern in [20] deutlich geringer aus, was eine Folge der geringeren Ausnutzung der PMSM ist. Die geringe Ausnutzung ist zum einen auf die Kühlung durch Konvektion zurückzuführen, zum anderen aufgrund des großen Statorwiderstands der PMSM kleiner Leistung und deren hohe ohmsche Verlustleistung. Dies hat zur Folge, dass nicht die elektromagnetische Ausnutzung, sondern die thermische Ausnutzung begrenzend wirkt. Der Nullstrom liegt je nach Betriebspunkt bei fast 30 % des maximalen Strangstroms der PMSM.

Winkelabhängige Flussverkeftungskennfelder

Eine weitere Möglichkeit der Abbildung der Flussverkeftungen sind Kennfelder über der Rotorposition und dem d- oder q-Strom. Diese Kennfelder werden aus den im kompletten betriebsbereich gemessenen rotorpositionsabhängigen Flussverkeftungen berechnet. Durch diese Kennfelder wird deutlich, dass das aus den Flussverkeftungen berechenbare innere Drehmoment sich strom- und winkelabhängig einstellt. Folgend sind Kennfelder für die Dreieckschaltung dargestellt, der Verlauf der Kennfelder der Sternschaltung kann ähnlich dargestellt werden. Aus Gründen der Übersichtlichkeit im Diagramm wird auf das Einzeichnen der annähernd übereinstimmenden Ergebnisse der FEM Berechnungen verzichtet. Für die Darstellung ist eine konstante Drehzahl von $n = 750 \text{ min}^{-1}$ gewählt. Je nach Darstellung in der Abbildung ist entweder ein Strom der d- oder der q-Achse konstant gewählt. Dabei ist in der linken Spalte der Abb. 7.9 der Strom $i_d = -4 \text{ A}$ konstant und die Flussverkeftungen sind über die Rotorposition und den q-Strom aufgetragen. In der rechten Spalte ist $i_q = 12 \text{ A}$ und die Flussverkeftungen sind über dem d-Strom aufgetragen.

Dreieckschaltung In Abb. 7.9 sind die Flussverkeftungen über der Rotorposition und die dq-Ströme gezeigt. Der Winkel γ ist aufgrund der Symmetrie nur von 0° bis 180° abgebildet. Für die bessere Lesbarkeit sind die Kennfelder nicht auf den maximalen Strom begrenzt sondern auf die Kanten der Abbildung extrapoliert.

Zu den in Abb. 7.2 und 7.3 gezeigten winkelabhängigen Flussverkeftungen eines Betriebspunkts wird in dieser Darstellung zusätzlich die Stromabhängigkeit deutlich. Die Harmonischen der dq-Flussverkeftungen werden dabei nicht nur durch

die Rotorposition sondern auch durch den dq-Strom beeinflusst. Dominierend sind dabei die sechste und die zwölfte Harmonische in den dq-Flussverkettungen. Auch die Nullflussverkettung zeigt diese Stromabhängigkeit deutlich. Dort dominiert die Harmonische mit der dreifachen elektrischen Frequenz.

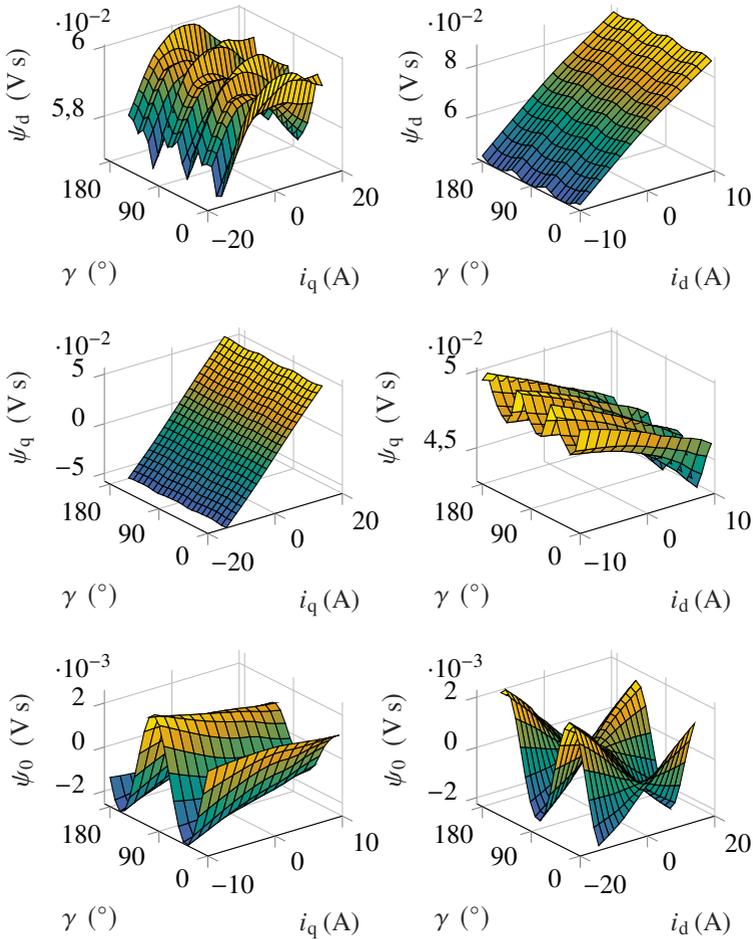


Abbildung 7.9: Flussverkettungen in V s dargestellt über γ von 0° bis 180° bei konstantem Strom $i_d = -4$ A oder $i_q = 12$ A, die Drehzahl beträgt $n = 750 \text{ min}^{-1}$.

Drehzahlabhängige Flussverkettungen

In [E2, E4, S5, S11] wurde durch FEM Berechnungen nachgewiesen, dass sich die Flussverkettungen der Dreieckschaltung im Unterschied zu denen der Sternschaltung drehzahlabhängig verhalten. Diese Drehzahlabhängigkeit ist unabhängig von den frequenzabhängigen Eisenverlusten.

Mit den FEM Berechnungen, dargestellt als graues Gitternetz in Dreieckschaltung Abb. 7.10 und in Sternschaltung Abb. 7.11, ist dieser Effekt auch bei der betrachteten PMSM nachweisbar. In Sternschaltung sind die Flussverkettungen über der Drehzahlachse in der Abbildung konstant im Unterschied zur Dreieckschaltung, bei welcher sich die Flussverkettungen über die Drehzahlen verändern. Die Flussverkettungskennfelder der Prüfstandsmessung werden zum Nachweis mit denen der FEM Berechnung für Stern- und Dreieckschaltung drehzahlabhängig dargestellt. Die Messdaten sind als eingefärbte Oberfläche, die FEM Daten als graues Gitternetz im gleichen Diagramm eingezeichnet. Dargestellt ist exemplarisch die d- und die Nullflussverkettung bei festgelegtem Strom $i_q = 12 \text{ A}$ und fester Rotorposition $\gamma = 30^\circ$. Der Strom i_d in A und die Drehzahl n in min^{-1} sind auf den Achsen aufgetragen.

Dreieckschaltung In Abb. 7.10 ist die drehzahlabhängige d- und Nullflussverkettung der Dreieckschaltung dargestellt. Die Nullflussverkettung ψ_0 zeigt die zu erwartende Drehzahlabhängigkeit am Prüfstand und in der FEM Berechnung. Auch die d-Flussverkettung weist eine schwach ausgeprägte Drehzahlabhängigkeit auf. Diese wird mit der Wechselwirkung mit der sich ändernden Nullflussverkettung begründet. Dies ist in den Messungen und ähnlich in den FEM Berechnungen sichtbar. Die drehzahlabhängige Änderung der d-Flussverkettung berechnet auf Grundlage der FEM ergibt eine relative Abweichung von bis zu 1,5 % der d-Flussverkettungen im Bezug zur maximalen d-Flussverkettung der PMSM. Ein ähnliches hier nicht dargestelltes drehzahlabhängiges Verhalten zeigt sich auch in der q-Flussverkettung.

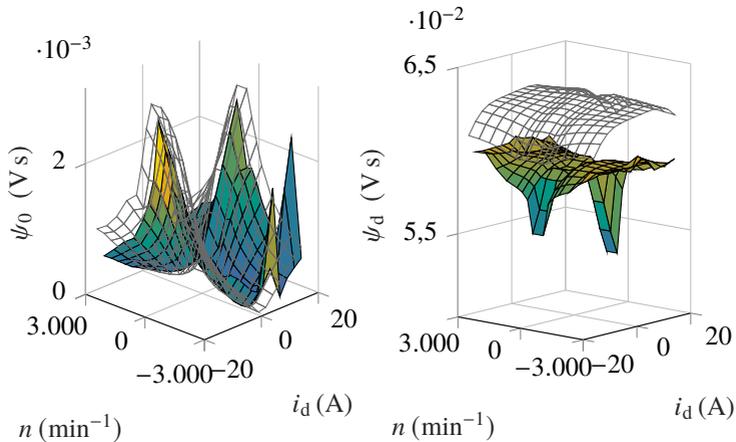


Abbildung 7.10: Nullflussverkettung und d-Flussverkettung in V s bei $i_q = 12$ A, $\gamma = 30^\circ$ über der Drehzahl n in min⁻¹ und dem Strom i_d in A dargestellt.

Sternschaltung In Sternschaltung ist in den FEM Berechnungen keine Drehzahlabhängigkeit zu erkennen. Auch nach bekannter Theorie ist keine Drehzahlabhängigkeit der Flussverkettungen zu erwarten. Äquivalent zur Dreieckschaltung ist die Nullflussverkettung und die d-Flussverkettung abhängig vom d-Strom und der Drehzahl in Abb. 7.11 abgebildet. In der am Prüfstand ermittelten Nullflussverkettung ψ_0 kann man, entgegen den Erwartungen der drehzahlunabhängigen Nullflussverkettung, eine geringe Drehzahlabhängigkeit erkennen. Auch in der d-Flussverkettung ist eine Drehzahlabhängigkeit schwach erkennbar, jedoch nicht so deutlich wie bei Dreieckschaltung. Die Drehzahlabhängigkeit der Nullflussverkettung und der d-Flussverkettungen wird aufgrund der nicht exakt herausgerechneten frequenzabhängigen Eisenverluste und eventueller Messunsicherheiten vermutet. Die dq- und die Nullflussverkettung sind bei der FEM Berechnung der Sternschaltung im Gegensatz zur Dreieckschaltung vollständig drehzahlunabhängig.

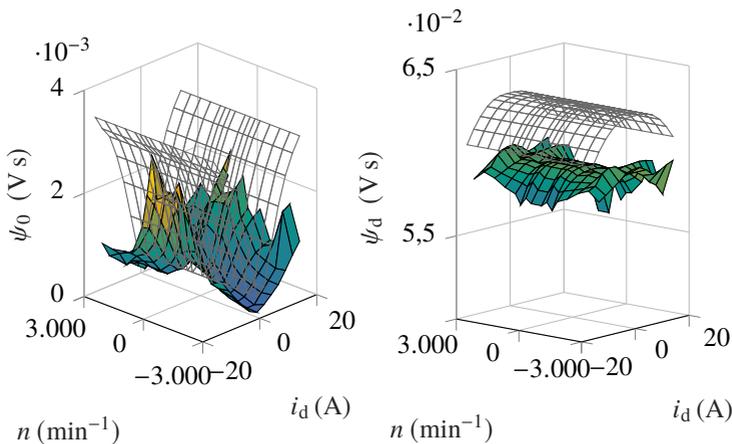


Abbildung 7.11: d- und Nullflussverkettungen in V s bei $i_q = 12$ A, $\gamma = 30^\circ$ über der Drehzahl n in min⁻¹ und dem Strom i_d in A dargestellt.

Mit den gezeigten Flussverkettungskennfeldern wurde die Drehzahlabhängigkeit insbesondere der Nullflussverkettung der Dreieckschaltung nachgewiesen. Dabei wurde auch eine geringe Drehzahlabhängigkeit der dq-Flussverkettungen der Dreieckschaltung festgestellt und nachgewiesen. Die frequenzabhängigen Eisenverluste wurden bei den gezeigten Kennfeldern herausgerechnet. Tendenziell zeigen die FEM Berechnungen der Dreieckschaltung gleiche Ergebnisse wie die Messungen am Prüfstand. Als Grund der Drehzahlabhängigkeit der Dreieckschaltung wird die Nullflussverkettung und der Strom i_0 angeführt. Dessen drehzahlabhängige Änderung beeinflusst den Eisenkreis und somit auch die d- und q-Flussverkettungen und nicht nur die Nullflussverkettung und den Nullstrom. Dies wirkt sich auch auf das über die Flussverkettungen berechnete Drehmoment aus. Die prozentualen Abweichungen der Flussverkettungen führen auch auf entsprechende Abweichungen im Drehmoment.

In Sternschaltung lässt sich im betrachteten Betriebspunkt ebenfalls eine geringe Drehzahlabhängigkeit feststellen. Dies wird auf die Berechnung der frequenzabhängigen Eisenverluste nach [27, E4] sowie Messungenauigkeiten zurückgeführt. Die Ergebnisse der FEM Berechnungen zeigen keine Drehzahlabhängigkeit.

Fazit

In diesem Abschnitt wurden an ausgewählten Parameterkonstellationen die am Prüfstand ermittelten und die in FEM berechneten Flussverkettungen visualisiert und verglichen. Die winkelabhängigen Flussverkettungen, berechnet mit dem in dieser Arbeit vorgestellten Verfahren, sowie die Messung des Stroms i_0 und der Spannung u_0 wurden dazu im Vergleich mit den FEM Berechnungen dargestellt. Dabei konnte gezeigt werden, dass die Berechnung der Nullflussverkettung aus der Nullspannung oder dem Nullstrom möglich ist. Durch die Simulationsdaten und die Prüfstandsdaten konnte nachgewiesen werden, dass die im Kapitel Parameteridentifikation vorgestellte Methode die Berechnung der winkelabhängigen Flussverkettungen ermöglicht.

Das unterschiedliche Betriebsverhalten beider Schaltungskonfigurationen konnte durch die Drehzahlabhängigkeit der Dreieckschaltung, unterschiedliche Harmonische im gleichem Betriebspunkt und die verschiedenen minimalen und maximalen dq-Flussverkettungen am Prüfstand und in der FEM gezeigt werden. Die ermittelten Flussverkettungen und Ströme sind die Grundlagen der Drehmomentberechnung. Mit den gezeigten Abweichungen von Stern- und Dreieckschaltung, sowie der Berücksichtigung der Nullflussverkettung in der Drehmomentberechnung der Dreieckschaltung führt dies auch zu unterschiedlichen Drehmomenten beider Schaltungskonfigurationen. Das berechnete innere

Drehmoment wird dazu im nächsten Abschnitt für Stern- und Dreieckschaltung gezeigt und gegenübergestellt.

7.2 Drehmomente

Das Drehmoment der PMSM wird aus den am Prüfstand ermittelten Flussverkettungen und Strömen nach Gleichung (2.39) berechnet. Zur Plausibilisierung dienen die Ergebnisse der FEM Simulationen. Das berechnete Drehmoment wird im Betriebspunkt bei 80 % des maximalen Drehmoments und einer Drehzahl n von 750 min^{-1} über der Rotorposition γ für Stern- und Dreieckschaltung dargestellt. Das nach (2.39) aus den Flussverkettungen und den Strömen der Prüfstandsmessung berechnete Drehmoment ist $M_{i,\text{Mess}}$, das aus den Flussverkettungen und Strömen berechnete Drehmoment der FEM Simulation ist $M_{i,\text{FEM}}$. Das von der FEM Software direkt berechnete Drehmoment, welches auch die Streuflussverkettungen zwischen Rotor und Stator berücksichtigt, wird als M_{FEM} bezeichnet. Dieses Drehmoment kann nicht auf Grundlage der dq0-Flussverkettungen ermittelt werden, da die Streuflussverkettung nicht aus den Flussverkettungen berechnet werden kann. Auf die Darstellung des Drehmoments der Drehmomentmesswelle wird aufgrund zusätzlicher parasitärer Anteile wie den Reibmomenten verzichtet. Für den Vergleich und die Validierung des Drehmoments in Stern- und Dreieckschaltung wird angenommen, dass das berechnete innere Drehmoment ausreichend ist. Auf die exakte Bestimmung der Reibungsverluste und die Bestimmung der Verluste durch Steuflussverkettungen am Prüfstand, welche für einen detaillierten Vergleich notwendig sind, wird verzichtet. Ausschließlich zur Plausibilisierung des Regelungsalgorithmus wird auf die Messung des Drehmoments an der Drehmomentmesswelle zurückgegriffen.

7.2.1 Dreieckschaltung

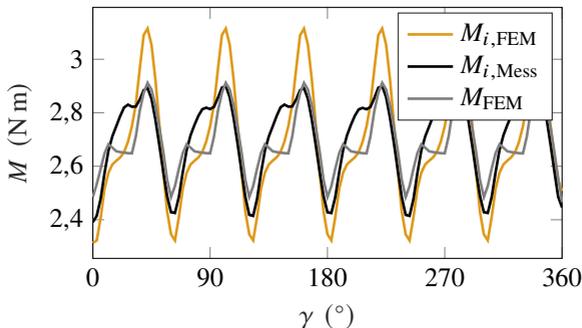
Die Abbildung 7.12 zeigt das berechnete Drehmoment aus den Prüfstandsmessungen $M_{i,\text{Mess}}$, das berechnete Drehmoment der FEM ist $M_{i,\text{FEM}}$. Das mit der FEM Software bestimmte Drehmoment ist M_{FEM} . Die Berechnung des Drehmoments $M_{i,\text{FEM}}$ der FEM erfolgt nach (2.39). Bei 80 % des Drehmoments und einer Drehzahl von $n = 750 \text{ min}^{-1}$ ergeben sich die Sollströme nach der MTPA/MTPV Berechnung zu $i_d = -4 \text{ A}$ und $i_q = 12 \text{ A}$. In der Abbildung sind konstante dq-Ströme angenommen. Das über den Winkel γ von 0° bis 360° gemittelte Drehmoment findet sich in Tab. 7.3.

Tabelle 7.3: Drehmoment Mittelwerte in Dreieckschaltung

Ströme	Drehzahl	Prüfstand	FEM
i_d / i_q (A)	n (min^{-1})	$\overline{M}_{i,\text{Mess}}$ (N m)	$\overline{M}_{\text{FEM}}$ (N m)
-4 / 12	750	2,70	2,69

Die Drehmomentwelligkeit, bestimmt aus dem Spitze-Spitze Wert des Wechselanteils des Drehmoments aus Abb. 7.12 mit dem am Prüfling ermittelten inneren Drehmoment $M_{i,\text{Mess}}$ beträgt 0,51 N m. Die Drehmomentwelligkeit der FEM Berechnung M_{FEM} liegt bei 0,45 N m. Die dominante Harmonische beider Drehmomente ist die sechste Harmonische der Frequenz ω . Ebenso ist in den Messergebnissen und den Rechnungen eine zwölfte Harmonische erkennbar.

Der geringere Wechselanteil des Drehmoments berechnet mit der FEM Software M_{FEM} , dargestellt in Abb. 7.12, wird über den zusätzlichen Streufluss von Stator und Rotor erklärt, welcher in der Prüfstandsmessung nicht berücksichtigt wird. Aus der Überlagerung des mit den Flussverkettungen und Strömen berechneten inneren Drehmoments $M_{i,\text{FEM}}$ mit dem Anteil des parasitären Drehmoments, welches durch den magnetischen Streufluss $M_{\text{FEM,Streu}}$ erzeugt wird, folgt in Summe eine geringere Drehmomentwelligkeit. Der Streufluss wirkt sich positiv auf die Drehmomentwelligkeit im Vergleich zu dem berechneten Drehmoment $M_{i,\text{FEM}}$ aus. Der Wechselanteil des Drehmoments der Prüfstandsmessung in Dreieckschaltung ist folgend detaillierter dargestellt.

Abbildung 7.12: Drehmoment in (N m) bei $i_d = -4$ A, $i_q = 12$ A und $n = 750 \text{ min}^{-1}$.

Die Wechselanteile des am Prüfstand ermittelten Drehmoments sind in Abb. 7.13 genauer dargestellt. Der Index „ripp“ bezeichnet den mittelwertfreien Wechselanteil des Drehmoments. Das Drehmoment ist dazu über die Rotorposition γ aufgetragen. Für eine übersichtlichere Darstellung ist der Wechselanteil nur 0° bis 120° aufgrund der Symmetrie dargestellt. Zusätzlich ist in grau der mit der FEM Software berechnete Wechselanteil $M_{\text{FEM,ripp}}$ eingezeichnet. Dieser berechnet sich aus dem Drehmomentverlauf M_{FEM} abzüglich des Mittelwerts $\overline{M}_{\text{FEM}}$. Der Wechselanteil der PMSM $M_{\text{Mess,i,ripp}}$ ist der Wechselanteil des Drehmoments $M_{i,\text{Mess}}$ abzüglich des Mittelwerts $\overline{M}_{i,\text{Mess}}$. Die mit dem Index „ $\Gamma_{\text{dq,ripp}}$, Γ_0 “ bezeichneten Wechselanteile sind die verschiedenen winkelabhängigen Drehmomente, zerlegt nach Gleichung (2.39).

Der Anteil $M_{\text{Mess,fund,ripp}}$ ist über das Produkt der orthogonalen dq-Flussverkettungen und den konstanten dq-Strömen nach Gleichung (7.1) berechnet. Dabei gilt zu beachten, dass auch dieser Anteil im Drehmoment aufgrund der winkelabhängigen dq-Flussverkettungen auch einen Wechselanteil beinhaltet.

$$M_{\text{Mess,fund,ripp}} = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (7.1)$$

Der Anteil (7.1) der Drehmomentwelligkeit ist in der Abbildung in gelb eingezeichnet.

Weitere Teile der Drehmomentwelligkeit werden durch die Terme (Γ_d , Γ_q , Γ_0 berechnet nach (2.26), (2.27) und (2.28)) der dq0-Flussverkettungen multipliziert mit den jeweiligen Strömen beschrieben. Diese Wechselanteile des Drehmoments nach (2.39) sind für die dq-Komponenten als $M_{\text{Mess},\Gamma_{\text{dq,ripp}}}$ in violett eingezeichnet. Diese dq-Wechselanteile stellen den größten Anteil der Drehmomentwelligkeit dar. Die Drehmomentwelligkeit der Dreieckschaltung aufgrund des Stroms i_0 und der Nullflussverkettung ψ_0 ist $M_{\text{Mess},\Gamma_0,\text{ripp}}$ und in braun eingezeichnet. Mit dem dargestellten Betriebspunkt kann gezeigt werden, dass die dynamischen Anteile der dq-Flussverkettungen Γ_d , Γ_q den größten Wechselanteil im Drehmoment darstellen. Die Anteile der Flussverkettungen multipliziert mit den Strömen $M_{\text{Mess,fund,ripp}}$ wie auch der Anteil der Nullkomponente $M_{\text{Mess},\Gamma_0,\text{ripp}}$ fallen deutlich geringer aus.

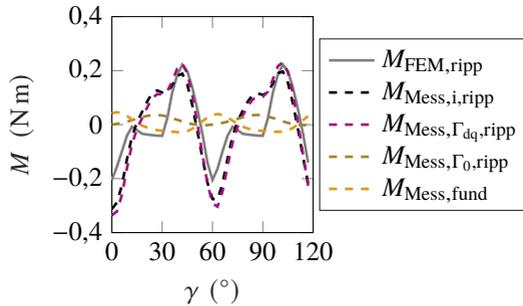


Abbildung 7.13: Wechselanteil des Drehmoments in (N m) bei $i_d = -4$ A, $i_q = 12$ A und $n = 750 \text{ min}^{-1}$ dargestellt über der Rotorposition γ von 0° bis 120° .

Da der magnetische Streufluss nicht mit dem vorgestellten Prüfstand bestimmt werden kann, erfolgt die Auswertung und Bewertung dieses Anteils des Wechselanteils in Abb. 7.14 ausschließlich für die FEM Berechnungen des Prüflings. Der Wechselanteil der FEM Berechnung $M_{FEM,ripp}$ ist in Abb. 7.14 dargestellt als Differenz des Drehmoments und des zugehörigen Mittelwerts. Zusätzlich ist der zuvor am Prüfstand bestimmte Wechselanteil $M_{Mess,i,ripp}$ in schwarz eingezeichnet. Die Drehmomentwelligkeit, hervorgerufen durch den magnetischen Streufluss $M_{FEM,Streu}$ ist als Differenz des FEM berechneten Drehmoments $M_{FEM,i,ripp}$ und dem direkt in der FEM Software berechneten Drehmoments $M_{FEM,ripp}$ dargestellt. Der magnetische Streufluss bewirkt dabei eine Verringerung des Wechselanteils des Drehmoments, ohne die Phasenlage des berechneten inneren Drehmoments zu verändern.

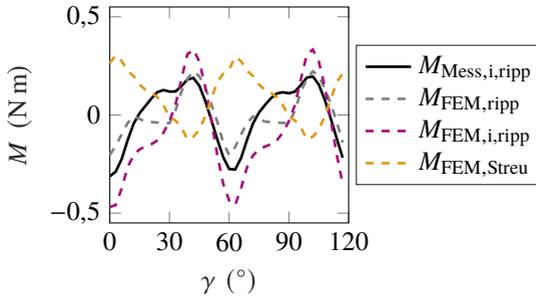


Abbildung 7.14: Wechselanteil des Drehmoments in (N m) bei $i_d = -5$ A, $i_q = 12$ A und $n = 750 \text{ min}^{-1}$ dargestellt über der Rotorposition γ von 0° bis 120° .

7.2.2 Sternschaltung

Die Abbildung 7.15 zeigt das innere Drehmoment resultierend aus den ermittelten Flussverkettungen $M_{i,\text{Mess}}$, das aus den FEM Flussverkettungen berechnete Drehmoment $M_{i,\text{FEM}}$ sowie das mit der FEM Software direkt berechnete Drehmoment M_{FEM} bei Sternschaltung. Der Mittelwert der Drehmomente im gewählten Betriebspunkt ist in Tab. 7.2 dargestellt.

Tabelle 7.4: Drehmoment Mittelwerte in Sternversaltung

Ströme	Drehzahl	Messung	FEM
i_d / i_q (A)	n (min^{-1})	$\overline{M}_{i,\text{Mess}}$ (N m)	$\overline{M}_{\text{FEM}}$ (N m)
-4 / 12	750	2,65	2,74

Die Drehmomente von Dreieck- und Sternschaltung unterscheiden sich deutlich, zum einen im Mittelwert und zum anderen in der Kurvenform. Die mit Hilfe der FEM berechnete Drehmomentwelligkeit in Sternschaltung beträgt $0,28 \text{ N m}$, im Vergleich hierzu beträgt die der Dreieckschaltung $0,46 \text{ N m}$. Aus den Messungen am Prüfstand ergeben sich die Drehmomentwelligkeiten von $0,43 \text{ N m}$ in Sternschaltung und $0,51 \text{ N m}$ in Dreieckschaltung. Sichtbar ist der Unterschied auch für die dominanten Harmonischen im Wechselanteil des Drehmoments. Im Vergleich zur Dreieckschaltung bei welcher die sechste Harmonische dominant

ist, ist bei Sternschaltung neben der sechsten auch die zwölfte Harmonische stark ausgeprägt.

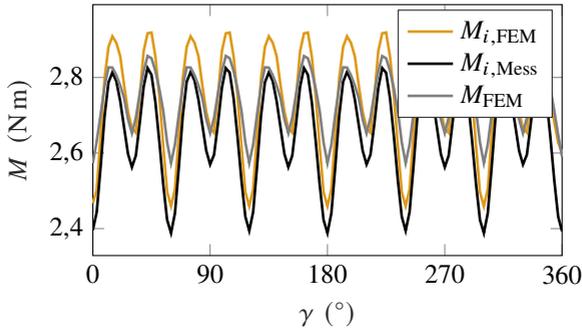


Abbildung 7.15: Drehmoment in (N m) bei $i_d = -5$ A, $i_q = 12$ A und $n = 750$ min⁻¹.

Fazit

Die im Beispiel dargestellten Drehmomente zeigen, dass sich die Stern- und Dreieckschaltung insbesondere hinsichtlich der Drehmomentwelligkeit unterscheiden.

In Dreieckschaltung wirkt ein zusätzlicher Term bestehend aus der Nullflussverkettung und dem Strom i_0 bei der Erzeugung des Drehmoments mit. Zusätzlich wechselwirkt in Dreieckschaltung die drehzahlabhängige Nullflussverkettung mit den dq-Flussverkettungen, folgend sind auch im Unterschied zur Sternschaltung die dq-Flussverkettungen drehzahlabhängig. Somit ergibt sich auch das daraus berechnete Drehmoment drehzahlabhängig. Die drehzahlabhängigen Flussverkettungen wurden in der FEM und am Prüfstand nachgewiesen.

Mit den Daten der Messungen und FEM Berechnungen ist erkennbar, dass die Sternschaltung eine geringere Drehmomentwelligkeit aufweist. Dies wird auch in der Literatur in [4, 14, E2] beschrieben. Zurückzuführen ist dies auf die Auswirkung der Nullflussverkettung, welche ihrer Ursache, der Sättigung im Eisenkreis, entgegenwirkt. Die resultierende geringere Sättigung verschiebt den Arbeitspunkt auf der BH-Kurve aus Abb. 2.3 und führt auf eine größere Drehmomentwelligkeit bei Dreieckschaltung bei gleicher Bestromung.

In [E2, S5] wurde in Dreieckschaltung im Vergleich zur Sternschaltung ein geringeres mittleres Drehmoment und somit auch eine geringere Leistung in der

Messung festgestellt. Entgegen dieser Feststellung ist in den gezeigten Messungen das mittlere Drehmoment $\overline{M}_{i,\text{Mess}}$ der Dreieckschaltung größer (Tab. 7.3 und 7.4) als das der Sternschaltung. Als Ursache werden die frequenzabhängigen Eisenverluste angeführt. Diese fallen bei Dreieckschaltung aufgrund der Nullflussverkettung, welche der Sättigung entgegenwirkt geringer aus. Die frequenzabhängigen Eisenverluste der Sternschaltung können dabei, je nach Auslegung der PMSM, gegenüber den Eisenverlusten und den zusätzlichen ohmschen Verlusten durch den Strom i_0 in Dreieckschaltung überwiegen [E4]. Ein ähnliches Verhalten der Leistungen von Stern- und Dreieckschaltung findet sich auch bei Asynchronmaschinen im Teillastbereich [60]. In der FEM hingegen ist diese Abweichung nicht erkennbar. Bei der eingesetzten FEM Software werden die Eisenverluste normalerweise im Nachhinein durch einen Postprocessor berechnet. Eine Rückwirkung auf die Flussverkettungen, wie bei den Messungen durch die Berücksichtigung der Eisenverlustströme ist nicht möglich. In der Drehmomentberechnung der FEM werden die Verluste durch den Strom i_0 hingegen berücksichtigt was zur Folge hat, dass das Drehmoment entgegen der Realität in diesem Fall für die Sternschaltung größer ist.

Durch das aus den FEM Flussverkettungen berechnete Drehmoment $M_{i,\text{FEM}}$ und das mit der FEM Software berechnete Drehmoment M_{FEM} konnte die Kurvenform des aus den Flussverkettungen berechneten Drehmoments mit dem direkt in Software berechneten Drehmoment verglichen werden. Dabei ist die Näherung des Drehmoments der PMSM durch das mit den dq0-Flussverkettungen berechnete Drehmoment möglich und führt auf eine genauere Beschreibung des Drehmoments. Die Vernachlässigung des Drehmomentanteils aufgrund des Streuflusses ist insbesondere bei größeren Drehmomenten, bei welchem die Anteile des Drehmoments durch die Bestromung der Maschine überwiegen, zulässig [33]. Es zeigt sich, dass die Drehmomentanteile durch den Streufluss die Kurvenform, insbesondere die Phasenlage nicht verändern. Somit ermöglicht das Drehmoment $M_{i,\text{FEM}}$ und $M_{i,\text{Mess}}$, welches auch aus den am Prüfstand ermittelten Flussverkettungen bestimmt werden kann, die phasenrichtige Zuordnung der Wechselanteile des Drehmoments. Dies ist beispielsweise in modernen Regelungs- und Steuerungsalgorithmen mit der Kompensation der Drehmomentwelligkeiten interessant.

Darüber hinaus wurde bei der untersuchten Maschine festgestellt, dass bei Dreieckschaltung der Wechselanteil, der relevanten Drehmomentpunkte, aufgrund der Rotorpositionsänderung der dq-Flussverkettungen gegenüber dem Anteil der Nullkomponente überwiegt. Der Wechselanteil des Drehmoments der Nullkomponente liegt in einer ähnlichen Größen wie der Anteil des Drehmoments der betriebspunktabhängigen dq-Flussverkettung aus Gleichung (7.1). Eine Ver-

nachlässigung des Wechselanteils des Drehmoments hervorgerufen durch den Nullstrom und die Nullflussverkettungen bei Dreieckschaltung der PMSM führt zu geringen Abweichungen im Drehmoment und ist zur Vereinfachung zulässig. Aufgrund der unterschiedlichen winkelabhängigen Flussverkettungen ist die Drehmomentwelligkeit bei Dreieckschaltung größer und weicht von der Kurvenform in Sternschaltung ab, auch bei vernachlässigter Nullkomponente.

7.3 Regelung

Die modellbasierte prädiktive Regelung sowie die winkelabhängige Stromsollwert Berechnung wurden als mögliche Anwendungsfelder der Modellbildung mit winkelabhängigen Flussverkettungen im Kapitel Regelung genannt. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass besonders im stationären Betrieb die Reduktion in der Drehmomentwelligkeit durch die Berücksichtigung der Rotorposition in den Drehmomentwelligkeiten und den Flussverkettungen erreicht werden kann. Auch im dynamischen Betrieb können die Drehmomentabweichungen reduziert werden, diese Auswirkungen erweisen sich in der Simulation als gering und werden in den Messungen nicht weiter untersucht. Folgend wird der in der Simulation implementierte Algorithmus am Prüfstand erprobt.

Die Implementierung der Software erfolgt auf dem ETI-DSP 3 System, der nutzbare interne Speicher des Signalverarbeitungssystems liegt bei 4 MB. Die Übertragung der in der Simulation entwickelten Regelung und den berechneten winkelabhängigen Stromsollwert-Tabellen, mit den am Prüfstand ermittelten Flussverkettungen, auf den Prüfstand erfolgt durch eine angepasste *Matlab/Simulink* Codegenerierung. Die Stützstellen der dq-Flussverkettungs- und inversen Flussverkettungstabellen wurden äquivalent zur Simulation mit 64x64 Stützstellen für die d- und q-Ströme gewählt. Der Winkelbereich von γ zwischen 0 und 360° ist dabei in 60 Stützstellen unterteilt.

Der Wertebereich der winkelabhängigen Stromsollwerttabellen wurde für d- und q-Strom zu jeweils 64 Drehmomentstützstellen und 60 Winkelstützstellen gewählt.

Die Erprobung am Prüfstand erfolgt bei einer Drehzahl von 500 min⁻¹. Für die einfachere nur beispielhafte Implementierung sind die Flussverkettungen wie auch die Stromsollwerttabellen ausschließlich für den Betrieb bei dieser bestimmten Drehzahl berechnet und abgespeichert.

Der Speicherbedarf der Bootdatei, welche den ausführbaren Code der Regelung und die Flussverkettungs- und Sollwerttabellen, beinhaltet ist mit 978 kB kleiner als die zur Verfügung stehenden 4 MB des Signalverarbeitungssystems. Der

zusätzliche Speicherbedarf der winkelabhängigen Stromstützstellen und der Winkelabhängigkeit der Flussverkettungen beträgt 169 kB im Vergleich zu den nur stromabhängigen Flussverkettungs- und Sollwerttabellen. Somit kann davon ausgegangen werden, dass in der Signalverarbeitung ausreichend Speicherplatz für die Berücksichtigung ausreichend vieler Drehzahlstützstellen oder ein feineres Raster der Stützstellen, Sollwerte wie auch weiter Parametertabellen ist. Dies kann auch bei vergleichbaren aktuellen Signalverarbeitungssystemen ähnlich dem eingesetzten ETI-DSP 3 System angenommen werden und ermöglicht die Implementierung nicht nur im Prüfstandsbetrieb.

Zum Vergleich zwischen den Regelungen mit und ohne Berücksichtigung der Winkelabhängigkeit der Stromsollwert-Tabellen und Flussverkettungen ist zum einen die Regelung mit konstanten Strömen und konstanter Stromsollwertvorgabe nach [20], zum anderen der im Kapitel Regelung 6 vorgestellte, gegenüber [20] erweiterte Ansatz implementiert.

In Abb. 7.16 ist ein Betriebspunkt bei 1 N m und 500 min^{-1} dargestellt. Die Abbildung zeigt die gemessenen dq-Ströme, die aus den Flussverkettungen berechneten Drehmomente M_i und die mit der Drehmomentmesswelle gemessenen M_{Mess} . Die Sollwerte für die Ströme i_d und i_q wurden wie vorgeschlagen winkelabhängig aus den Stromsollwerttabellen entnommen und mit der erweiterten modellbasierten Stromregelung eingeregelt. Die entsprechenden Kurven sind farbig im Diagramm eingezeichnet. Zum Vergleich sind die Sollströme ohne Winkelabhängigkeiten aus den Tabellen entnommen und mit der modellbasierten Stromregelung nach [20] eingeregelt. Diese Größen sind in grau im Diagramm eingezeichnet.

Die Standardabweichung σ des eingeregelteten Drehmoments M_i im Bezug auf das gemittelte konstante Drehmoment der winkelabhängigen Stromsollwertvorgabe ergibt sich zu 0,0134 N m. Bei konstanten Stromsollwerten ergibt sich die Standardabweichung des Drehmoments $M_{i,\text{konst}}$ zu 0,02294 N m. Die Berücksichtigung winkelabhängiger Stromsollwerte reduziert somit die Drehmomentwelligkeit sichtbar. Der gleiche Effekt ist auch beim Drehmoment erfasst mit der Drehmomentmesswelle M_{Mess} erkennbar. Dort wird durch das Einprägen der winkelabhängigen Sollwerte die Standardabweichung des Drehmoments von 0,0228 N m ($M_{\text{Mess,konst}}$) auf 0,0130 N m (M_{Mess}) reduziert.

Ähnlich wie in der Simulation kann auch hier das vorgegebene Drehmoment nicht ideal eingeregelt werden. Zum einen ergeben sich durch die Spannungsberechnung und Prädiktion der Ströme Fehler durch die Diskretisierung, zum anderen entstehen Diskretisierungsfehler durch die abgespeicherten Stützstellen der Flussverkettungen und Stromsollwerte. Auch wurde auf ein detailliertes

Stromrichtermodell aufgrund der Komplexität und des geringen Fehlers verzichtet. Die Summe dieser Näherungen sind mögliche Ursachen der geringen Abweichungen in der Simulation. Eine feinere Auflösung der Stützstellen und die Implementierung eines Stromrichtermodells verbessert die Regelung in der Simulation. In den mit der Messwelle gemessenen Drehmomenten M_{Mess} zeigen sich deutlichere Abweichungen zwischen den Harmonischen und dem Mittelwert im Vergleich zu den simulierten Drehmomentwerten M_i . Die Abweichungen im Mittelwert können dabei durch die zusätzlichen Verluste, wie Reibungsverluste und Eisenverluste begründet werden. Diese wurden in dieser Arbeit nicht charakterisiert und vorgesteuert.

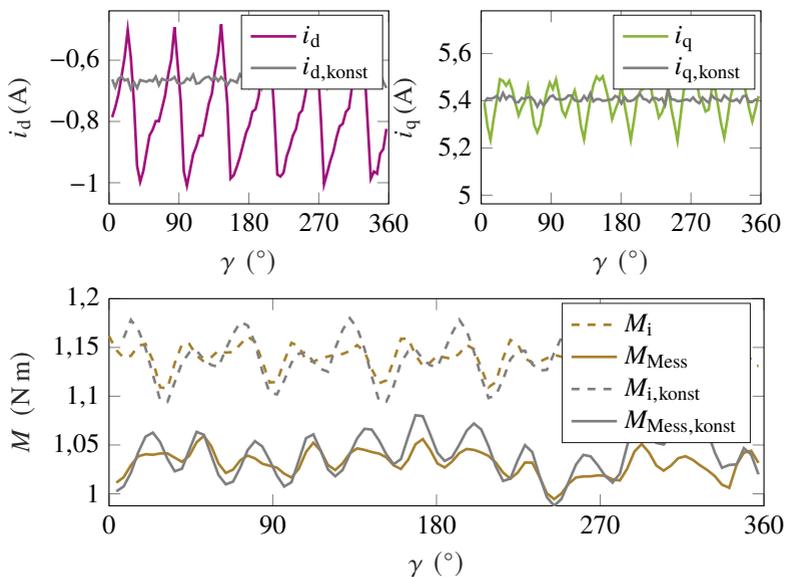


Abbildung 7.16: Gemessenes Drehmoment N m, berechnetes Drehmoment N m mit entsprechenden dq-Strömen in A für ein Soll Drehmoment von 1 N m bei 500 min^{-1} .

Die Abweichung des Drehmoments der Harmonischen wird zum einen durch den Aufbau des Prüfstands, zum anderen durch die vernachlässigten Streuflussverketungen vermutet. Die Lastmaschine ausgeführt als PMSM ist drehzahl geregelt.

Deren Drehmoment enthält ebenfalls einen Wechselanteil im stationären Betrieb. Auch dieser Wechselanteil wird von der Messwelle aufgrund des Prüfaufbaus mit zwei direkt gekoppelten PMSM über eine starre gemeinsame Welle erfasst. Somit wird nicht nur die Drehmomentwelligkeit des Prüflings, sondern auch die der Lastmaschine an der Drehmoment Messwelle gemessen. Eine Verbesserung der Messung kann nur bei einer ideal konstanten Belastung des Prüflings ausgeschlossen werden, was spezielle Messverfahren oder Prüfstände erfordert [28]. In Abbildung 7.17 ist der Betrieb bei einem größerem Drehmoment in Höhe von von 2,5 N m gezeigt. Durch die Berücksichtigung der Winkelabhängigkeiten konnte die Standardabweichung σ beim berechneten Drehmoment von 0,0877 N m auf 0,0329 N m sowie beim gemessenen Drehmoment von 0,0378 N m auf 0,0190 N m gesenkt werden.

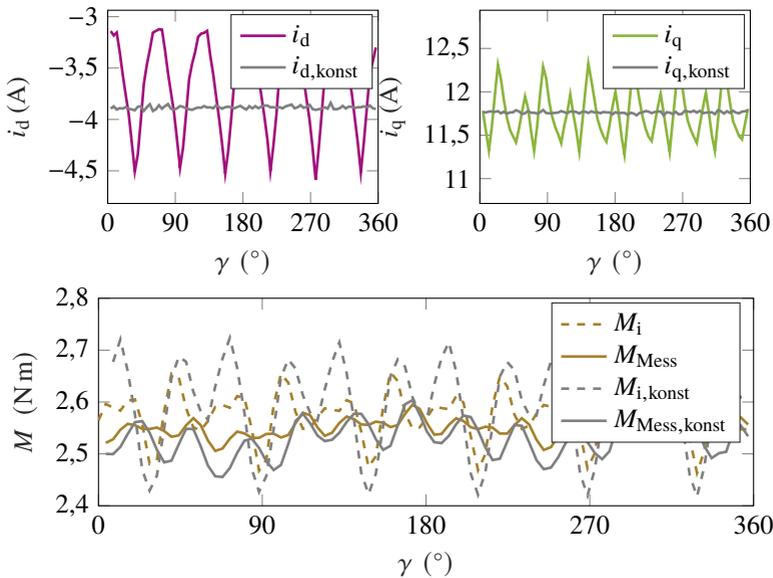


Abbildung 7.17: Gemessenes Drehmoment M_{Mess} und $M_{\text{Mess,konst}}$ in N m, berechnetes Drehmoment M_i und $M_{i,konst}$ in N m mit entsprechenden dq-Strömen in A für ein Soll Drehmoment von 2,5 N m bei 500 min^{-1} .

Fazit

Es wurde gezeigt, dass die in Kapitel 6 vorgestellte Methode mit winkelabhängiger Stromsollwertvorgabe und modellbasierter prädiktiver Regelung nicht nur in der Simulation eine Reduktion der Drehmomentwelligkeiten ermöglicht, sondern auch am Prüfstand. Zur Bewertung der Ergebnisse wurde die Standardabweichung, als Kriterium des berechneten Drehmoments eingeführt. Mit der Standardabweichung kann gezeigt werden, dass die Berücksichtigung der winkelabhängigen Stromsollwerttabellen und der winkelabhängigen Flussverkettungen die Drehmomentwelligkeit reduzieren kann. Dies ist auch in den gezeigten Drehmomentverläufen der Messung erkennbar. Der Hauptanteil der bestehenden gemessenen Drehmomentwelligkeit wird mit dem Einfluss des Wechselanteils der Lastmaschine vermutet. Die Implementierung des Algorithmus erfolgte auf einem aktuellen Signalverarbeitungssystem und ist auch auf aktuellen Systemen ähnlich dem eingesetzten ETI-DSP 3 System möglich.

8

Zusammenfassung

Permanentmagneterregte Synchronmaschinen sind heutzutage Stand der Technik als Automobylantrieb oder als dynamischer Stellantrieb und kommen in vielen weiteren Anwendungsfeldern zum Einsatz. Auch im Bereich der Antriebe kleiner Leistung hat sich die PMSM durchgesetzt. Anders als Antriebe größerer Leistung werden diese Antriebe kleiner Leistung aus Kosten- und Fertigungsgründen häufig mit Zahnspulen produziert. Auch die Wicklungskonfiguration im Dreieck anstatt im konventionellen Stern ist hierbei üblich.

Die bekannte Modellbildung der Sternschaltung kann nicht mit ausreichender Genauigkeit für die Beschreibung der Dreieckschaltung genutzt werden. Daher wird sie in dieser Arbeit um die Nullkomponente in den Flussverkettungen und im Drehmoment ergänzt. Die Nullkomponente als winkelabhängige Größe erfordert die Erweiterung der Parameter um die Rotorposition. Damit können die Effekte der Oberwellen abgebildet werden. Das hergeleitete Parameteridentifikationsverfahren baut auf der Lösung der verkoppelten Differentialgleichungen der dq-Flussverkettungen unter der Randbedingung konstanter Ströme und Drehzahlen auf. Mit den eingesetzten Fourierreihen kann die Nullflussverkettung aus den gemessenen Größen (Nullspannung bei Sternschaltung oder Nullstrom bei Dreieckschaltung) bestimmt werden. Die Validierung des Parameteridentifikationsverfahrens erfolgt durch FEM Berechnungen und dem im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten und am Prüfstand vermessenen Prüfling. Bei diesem Prüfling kann sowohl die Stern- als auch die Dreieckschaltung der Wicklungen in derselben PMSM realisiert werden, wodurch der direkte Vergleich des Betriebsverhaltens möglich wird. Die eingebaute Sensorik erfasst

neben der Temperatur auch die Nullspannung und den Nullstrom und ermöglicht somit die Berechnung der Nullflussverkettungen. Die am Prüfstand und Prüfling ermittelten $dq0$ -Flussverkettungen und der Statorwiderstand als Parameter der Dreieckschaltung werden in einem Anwendungsbeispiel zur modellbasierten prädiktiven Regelung mit vorberechneter winkelabhängiger Stromsollwertvorgabe eingesetzt. Mit den Ergebnissen der Simulation und der Messung kann gezeigt werden, dass aus der Berücksichtigung der Winkelabhängigkeiten und der Nullkomponente eine Reduktion der Drehmomentwelligkeiten resultiert. Das entwickelte Modell mit parametrisierten Flussverkettungen stellt somit die Grundlage für genauere Regelungsalgorithmen oder Regelungsalgorithmen zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit dar.

Mit Hilfe der in dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse können daher die eingangs gestellten Fragen beantwortet werden:

- Welche Unterschiede gibt es beim Betrieb der PMSM in Stern- beziehungsweise Dreieckschaltung?

PMSM in Stern- und Dreieckschaltung weisen unterschiedliches Betriebsverhalten auf. Unabhängig von den bekannten frequenzabhängigen Eisenverlusten elektrischer Maschinen führt die Rückwirkung der Gleichaktkomponente im Strom der Dreieckschaltung der PMSM zu frequenzabhängigen $dq0$ -Flussverkettungen und beeinflussen somit auch das Drehmoment der PMSM. Die Sternschaltung zeigt dieses Verhalten, welches mit der Gleichaktkomponente im Strom begründet wird, nicht. Zusätzliche parasitäre Drehmomentanteile der Dreieckschaltung sowie unterschiedliche Sättigungsniveaus im Eisenkreis führen nicht nur zu verschiedenen mittleren Drehmomenten, sondern auch zu unterschiedlichen Drehmomentwelligkeiten beider Schaltungskonfigurationen.

- Sind PMSM in Dreieckschaltung mit der bekannten rotororientierten dq -Darstellung vollständig beschreibbar?

Die bekannte rotororientierte dq -Darstellung setzt die Vernachlässigung der Nullkomponente im Strom, der Spannung und bei den Flussverkettungen voraus. Dies ist möglich, da die Nullflussverkettung bei der Sternschaltung keine Auswirkung auf das Betriebsverhalten hat. Der Nullstrom und die Nullflussverkettung in Dreieckschaltung erlauben diese Näherung allerdings nur bedingt. Für die präzise Beschreibung des Drehmoments müssen die Parameter in $dq0$ -Darstellung vorliegen. Für diese $dq0$ -Darstellung müssen die Modellparameter abhängig vom Strom, der Rotorposition und idealerweise unter Berücksichtigung der Drehzahl beschrieben werden.

- Ist die winkelabhängige Parametrierung im dq0-System am Prüfstand vollständig umsetzbar?

Der vorgestellte mathematische Ansatz ermöglicht die Berechnung der winkelabhängigen Flussverkettungen am drehzahlgeregelten Prüfstand. Voraussetzungen sind dabei bei stationärer Drehzahl konstant eingeregelter dq-Ströme, die Messung der dq-Spannungen sowie die Erfassung des Nullstroms in Dreieckschaltung und die Erfassung der Nullspannung in Sternschaltung der PMSM.

- Welche neuen Möglichkeiten ergeben sich durch winkelabhängige Modelle von PMSM in Stern- oder Dreieckschaltung für die Regelung von Antriebssystemen?

Die Berücksichtigung der winkelabhängigen Flussverkettungen in der Regelung sowie die Beachtung der Nullkomponente in Dreieckschaltung bei der Berechnung der Stromsollwert-Tabellen ermöglicht geringere Drehmomentwelligkeiten im stationären Betrieb. Diese Erweiterung der Regelung ermöglicht die Reduktion der Drehmomentwelligkeiten der PMSM und ermöglicht somit geringere Drehmomentschwingung und Geräuschbildung in Antriebssystemen, dies stellt eine mögliche Lösung für aktuelle Problemstellungen hinsichtlich Geräuschbildung in Antrieben dar.

Ausblick

Die vorliegende Arbeit leitet das dq0-Modell der PMSM in Dreieckschaltung, aufbauend auf dem bekannten dq-Modell der Sternschaltung, her. Mit der Parameteridentifikation der Modellparameter insbesondere der Bestimmung der winkelabhängigen Flussverkettungen am Prüfstand und der Implementierung einer modellbasierten Regelung aufbauend auf diesen Flussverkettungen, konnte das dq0-Modell validiert werden. Der Nachweis des unterschiedlichen Betriebsverhaltens insbesondere beim Wechselanteil des Drehmoments und den Gleichtaktkomponenten von Dreieck- und Sternschaltung wurde simulativ und messtechnisch erbracht. Das Modell und die Parametrierungsvorschrift legen dabei den Grundstein für weitere Entwicklungen auf dem Gebiet der Regelung von PMSM in Dreieckschaltung.

Im nächsten Schritt könnte nun die Modellbildung um weitere Einflussfaktoren wie die Eisenverluste, die Streuflussverkettungen oder einen betriebspunktabhängigen Statorwiderstand erweitert werden. Präzise, parametrisierte Modelle des Statorwiderstands mit thermischen Abhängigkeiten und der Berücksichtigung der Frequenzabhängigkeiten ermöglichen exaktere Regelungsalgorithmen,

darauf aufbauende Beobachter machen die Temperaturmessung überflüssig. Erweiterte, genauere und am Prüfstand parametrierbare Modelle der frequenzabhängigen Verluste im Eisenkreis unter Berücksichtigung der Einflüsse der Nullflussverkettungen würden eine bessere Schätzung des Drehmomentmittlerwertes ermöglichen. Die Beschreibung des winkelabhängigen Drehmoments kann durch eine analytische Beschreibung und Parametrierungsvorschrift der drehzahlabhängigen Nullflussverkettung für die Dreieckschaltung verbessert werden. Auch die Erweiterung der Flussverkettungen um die Streuflussverkettung und deren aufwendige Parameterierung würde zu einer noch präziseren Modellierung des winkelabhängigen Drehmoments führen.

Diese Verbesserungen würden die modernen Regelungsalgorithmen, wie dem vorgestellten Regelungsalgorithmus mit online berechneten Stromsollwerten und Kompensation der Drehmomentwelligkeiten, zu noch besseren Ergebnissen führen. Damit ist es möglich, dass aktuelle Probleme beim Betrieb der PMSM, wie Geräuschbildung oder Schwingungen aufgrund von Drehmomentwelligkeiten, verbessert beziehungsweise minimiert werden.

Aber nicht nur im Bereich der Drehmoment-Sollwertvorgabe, sondern auch bei der Parameteridentifikation kann die in dieser Arbeit entwickelte Theorie erweitert werden. So können die vorgestellten Parameter durch Online-Methoden zum Beispiel durch die Onlineauswertung der Winkelabhängigkeiten oder die Lösung der dq-Systemgleichungen ermittelt werden. Auch die präzise Bestimmung der Rotorposition beispielsweise mittels der parametrierten Nullkomponente wäre denkbar. Dadurch könnte im Betrieb das Nachführen, das Verbessern oder auch das initiale Einstellen der Regelungsparameter und der Rotorposition erfolgen.

A

Anhang

A.1 Induktivitätskennfelder

Die Werte der differentiellen Induktivitäten können ähnlich wie die Flussverkettungen als stromabhängige Kennfelder dargestellt werden. In der Literatur werden häufig als Parameter der PMSM die Induktivitäten dargestellt. Daher werden in dieser Arbeit als Ergänzung zu den Flussverkettungen, welche zur Beschreibung eigentlich ausreichend sind, die differentiellen Induktivitäten eines Betriebspunktes abgebildet. Auf eine ausführliche Betrachtung und den Vergleich mit den durch FEM berechneten Ergebnissen sowie der Darstellung den zusätzlichen Abhängigkeiten von Rotorposition und Drehzahl wird verzichtet. Die differentiellen Induktivitäten werden durch Bildung des totalen Differentials nach (2.26) und (2.27) aus den gemessenen Flussverkettungen berechnet und dargestellt [34].

In Abbildung A.1 sind die differentiellen Induktivitäten in einem Arbeitspunkt bei der Rotorposition $\gamma = 30^\circ$ und der Drehzahl $n = 750 \text{ min}^{-1}$ als Beispiel angegeben.

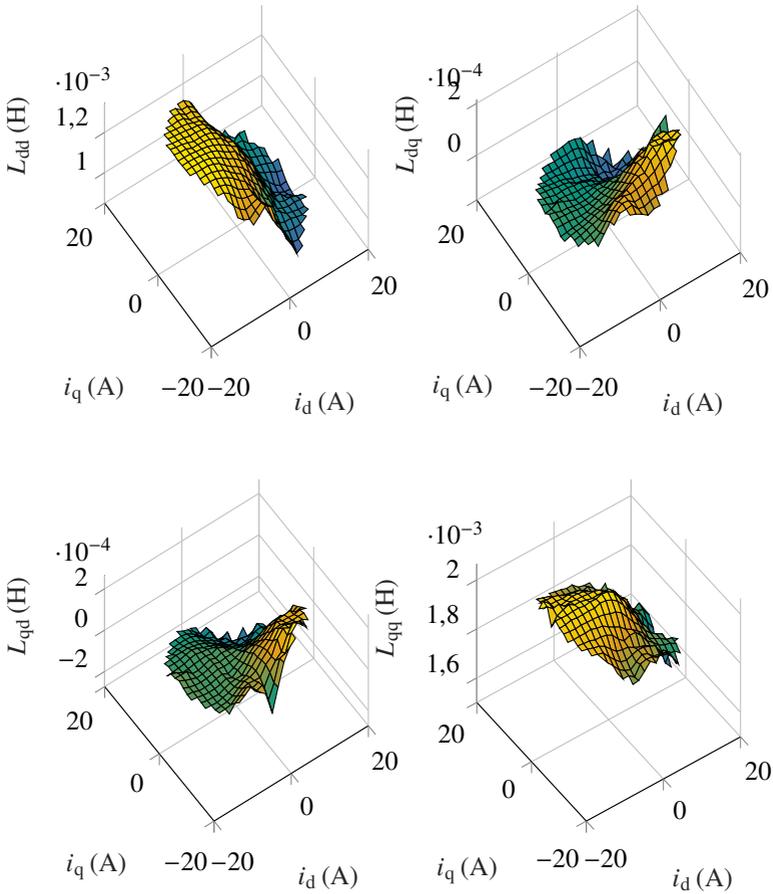


Abbildung A.1: Differentielle Induktivitäten berechnet aus den gemessenen Flussverkettungen in H bei $n = 750 \text{ min}^{-1}$ und $\gamma = 30^\circ$, dargestellt über den dq-Strömen.

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

A/D	Analog/Digital
Abb.	Abbildung
BLAC	Brushless AC (Alternating Current)
BLDC	Brushless DC (Direct Current)
DDR	Double Data Rate
DSP	Digitaler Signal Prozessor
DUT	Prüflingsmaschine
EPSR	Einplatinenstromrichter
ETI	Elektrotechnisches Institut
FEM	Finite-Elemente-Methode
FPGA	Field Programmable Gate Array
I/O	Input/Output
IP	Intellectual Property (Funktionsblock)
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
LAM	Lastmaschine
Mn	Drehmoment-Drehzahl
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MTPA	Maximales Drehmoment (Torque) Pro Ampere
MTPV	Maximales Drehmoment (Torque) Pro Volt
PC	Personal Computer
PCB	Printed Circuit Board
Pedelec	Pedal Electric Cycle

PI	Proportional-Integral
PMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
RAM	Random Access Memory
SHARE	Schaeffler Hub for Advanced Research
SoC	System-on-Chip
Tab.	Tabelle
THD	Total Harmonic Distortion
USB	Universal Serial Bus

Formelzeichen

Γ_0	Differentielle Winkelabhängigkeit der θ -Achse
A	Strombelag
B	Flussdichte
D_a	Statoraußendurchmesser
D_i	Statorinnendurchmesser
\mathbf{E}_{abc}	Entkopplungsterm in abc Darstellung
\mathbf{E}_{dq0}	Entkopplungsterm in dq0 Darstellung
$\mathbf{F}(\omega vt)$	Vektor der zeitvarianten Sinus- und Kosinusterme der Fourierreihen
\mathbf{I}_3	Einheitsmatrix 3x3
J	Gesamtes Trägheitsmoment von Rotor und Welle
$L_{\theta 0}$	Differentielle θ -Induktivität der θ -Achse
L_{d0}	Differentielle d -Induktivität der θ -Achse
L_{dd}	Differentielle d -Induktivität der d -Achse
L_{dq}	Differentielle q -Induktivität der d -Achse
L_d	Lineare Induktivität der direkten Achse
L_{q0}	Differentielle q -Induktivität der θ -Achse
L_{qq}	Differentielle q -Induktivität der q -Achse
L_q	Lineare Induktivität der quadratur Achse
L	Induktivität
M_L	Lastmoment an der Rotorwelle
M_i	Inneres Drehmoment auf Grundlage elektrischer Parameter
M_{Reib}	Drehmoment verursacht durch Lager- und Luftreibung

M_{Streu}	Parasitäres Drehmoment verursacht durch magnetische Streupfade
M	Drehmoment an der Rotorwelle
N	Anzahl der Statornuten
Ω	Mechanische Kreisfrequenz
P_{Streu}	Verlustleistung aufgrund Streufelder
Ψ_{ν}	Matrix der zeitinvarianten Flussverkettungs-Fourierkoeffizienten
P_{Cu}	Ohmsche Verlustleistung am Statorwiderstand
P_{el}	Elektrische Eingangsleistung
P_{Fe}	Mittlere Eisenverlustleistung
P_{i}	Innere Leistung
P_{mech}	Abgegebene mechanische Leistung an der Welle
P_{Reib}	Mechanische Verluste durch Lagerreibung und Luftwiderstand im Luftspalt
P_{si}	Innere Scheinleistung
R_{ν}	Widerstand des Spannungsteilers für die Nullspannungsmessung
\mathbf{R}	Matrix des ohmschen Strangwiderstands
R_{Z}	Zuleitungswiderstand
R	Statorwiderstand, Strangwiderstand
\mathbf{T}	Transformationsmatrix \mathbf{T} von abc zu dq0
T	Regelintervall
U_{ZK}	Spannung im Zwischenkreis
\mathbf{u}_{ν}	Matrix der zeitinvarianten Spannungs-Fourierkoeffizienten
α_{Cu}	Linearer Widerstands Temperaturkoeffizient
ξ	Wicklungsfaktor
Γ_{d}	Differentielle Winkelabhängigkeit der d -Achse
d_{a}	Rotoraußendurchmesser
d_{i}	Rotorinnendurchmesser
f_{T}	Taktfrequenz des Stromrichters
γ	Elektrischer Rotorlagewinkel
i_0	Strom im Nullsystem
\mathbf{i}_{dq0}	Vektor der dq0 Ströme

\mathbf{i}_{dq}	Vektor der dq Ströme
i_d	Strom der Direkten Achse
i_q	Strom der quadratur Achse
\mathbf{i}_{abc}	Vektor der Strangströme
i	Strom
l_{Fe}	Aktive Eisenlänge des Stators
μ	Erwartungswert
m	Anzahl der Stränge
n_{Eck}	Eckdrehzahl
ν	Harmonische
n	Mechanische Drehzahl
ω	Elektrische Kreisfrequenz
P_{abc}	Momentane Leistung in dreiphasigen abc System
P_E	Anteil der Leistungsbilanz durch den Entkopplungsterm
P_{dq0}	Momentane Leistung im dq0 System
Φ_h	Hauptfluss
P_{mag}	Magnetische Leistung
ψ_0	Flussverkettung im Nullsystem
ψ_{PM}	Flussverkettung der Statorwicklung aufgrund der Permanentmagneterregung
Ψ_{dq0}	Vektor der dq0 Flussverkettungen
Ψ_{dq}	Vektor der dq Flussverkettungen
ψ_d	Flussverkettung der direkten Achse
ψ_q	Flussverkettung der quadratur Achse
Ψ_{abc}	Vektor der Strangflussverkettungen
p	Anzahl der Polpaare
Γ_q	Differentielle Winkelabhängigkeit der q -Achse
q	Lochzahl
σ	Standartabweichung
τ_p	Polteilung
ϑ	Temperatur
u_0	Spannung im Nullsystem, Sternpunktspannung
$u_{10} \dots u_{30}$	Spannung zwischen Nullpunkt des Stromrichters und den Ausgangsklemmen

u_{12}	Spannung im Strang zwischen Klemme 1 und 2 bei Dreieckschaltung
$u_{RZ,1}$	Spannungsabfall über der Zuleitung an Klemme 1 des Motors
$u_{RZ,2}$	Spannungsabfall über der Zuleitung an Klemme 2 des Motors
\mathbf{u}_{dq0}	Vektor der dq0 Spannungen
\mathbf{u}_{dq}	Vektor der dq Spannungen
u_d	Spannung der direkten Achse
u_{ind}	Induzierte Spannung
$u_{m,12}$	Spannung zwischen den Ausgangsklemmen 1 und 2 des Stromrichters
u_q	Spannung der Quadratur Achse
\mathbf{u}_{abc}	Vektor der Strangspannungen
w_{Sp}	Anzahl der Windungen pro Spule
w	Anzahl der Windungen pro Strang/Wicklung
y_h	Homogene Lösung der Differentialgleichung
y_p	Partikuläre Lösung der Differentialgleichung
y	Allgemeine Lösung der Differentialgleichung

Abbildungsverzeichnis

1.1	Ersatzschaltbild in (a) Dreieckschaltung mit dem Nullstrom $i_0 = \frac{1}{3} (i_{12} + i_{23} + i_{31})$ und (b) Sternschaltung mit der Nullspannung u_0	4
1.2	Struktureller Aufbau der Arbeit.	7
2.1	Darstellung des Schnitts durch eine PMSM mit feststehendem Stator (außen) und drehenden Rotor mit Permanentmagneten (innen).	12
2.2	Ersatzschaltbilder der Wicklungskonfiguration in Stern- und Dreieckschaltung.	15
2.3	Skizze der Hysteresekurve eines ferromagnetischen Materials.	19
2.4	Darstellung des Schnitts durch eine PMSM, mögliche Streupfade zwischen den Nuten und Zähnen des Stators und dem Rotor sind in schwarz skizziert.	22
2.5	Darstellung des Schnitts durch eine PMSM mit eingezeichnetem dq-Koordinatensystem.	26
2.6	Darstellung der dreiphasigen, superpositionierten und der dq0-Komponenten über die Rotorposition. In der Zeile „abc _{n,g,h} “ sind jeweils die einzelnen Größen: Der Sinus „g“, die Oberwellen „h“ und die Nullkomponente „n“ dargestellt. Zeile „abc“ beschreibt die addierten Zeitverläufe. Die dq0-transformierten Größen sind Zeile „dq0“ gezeigt. Farblich gekennzeichnet sind die Zuordnung zu den Phasen a in blau, b in rot, c in grün. Die dq0-transformierten Größen sind in der q-Achse in cyan und in der d-Achse violett. Die Nullkomponente ist in braun eingezeichnet.	30

2.7	Darstellung der Raumzeiger der dreiphasigen Größen und der zugehörigen Achsen des dreiphasigen und des dq-Koordinatensystems. Das Koordinatensystem der dreiphasigen Größen ist in grau für verschiedene Zeitpunkte aufgetragen. Die dreiphasigen Zeiger sind: a in blau , b in rot, c in grün. Der Endpunkt der vektoriellen Addition ist mit einem schwarzen Kreuz eingezeichnet. Dies entspricht dem Endpunkt des Raumzeigers in dreiphasigen Größen und in dq-Größen. Die Achsen des dq-Systems sind für q in cyan und für d in violett gezeigt. Abbildung (a) zeigt stellt die Raumzeiger aus Abb. 2.6 (a) dar. Abbildung (b) zeigt die Raumzeiger der Abb. 2.6 (b).	32
2.8	Darstellung der Raumzeiger der dreiphasigen Größen und der zugehörigen Achsen des dreiphasigen und des dq-Koordinatensystems. Das Koordinatensystem der dreiphasigen Größen ist in grau für verschiedene Zeitpunkte aufgetragen. Die dreiphasigen Zeiger sind: a in blau , b in rot, c in grün. Der Endpunkt der vektoriellen Addition ist mit einem schwarzen Kreuz eingezeichnet. Dies entspricht dem Endpunkt des Raumzeigers in dreiphasigen Größen und in dq-Größen. Die Achsen des dq-Systems sind für q in cyan und für d in violett gezeigt. Abbildung (a) zeigt die Raumzeiger der Abb. 2.6 (a). Abbildung (c) zeigt die Raumzeiger der Abb. 2.6 (c).	33
2.9	Ersatzschaltbild der PMSM in dq-Komponenten. Dies ist für Stern- und Dreieckschaltung gültig.	36
2.10	Ersatzschaltbild der Nullkomponente für eine im Dreieck geschaltete PMSM.	37
2.11	Ersatzschaltbild der Nullkomponente für eine im Stern geschaltete PMSM.	37
2.12	Drehstrombrückenschaltung mit MOSFET Halbleitern und eingangs-seitiger Gleichspannung. Für einen Prüfling in Dreieckschaltung (schwarz) oder in Sternschaltung (grau).	48
3.1	Schaltbild der Prüflingsmaschine in Dreieckschaltung mit Stator- und Zuleitungswiderstand.	54
3.2	Schaltbild der Prüflingsmaschine in Sternschaltung (grau) mit Stator- und Zuleitungswiderstand.	55
3.3	Spannungen und Fourierkoeffizienten u_d (in violett) und u_q (in grün) bei $i_d = -9$ A, $i_q = 9$ A und einer Drehzahl von $n = 1000 \text{ min}^{-1}$, dargestellt über den Winkel γ in ($^\circ$).	68

3.4	Flussverketungen und Fourierkoeffizienten, ψ_d (in violett) und ψ_q (in grün) bei $i_d = -9$ A, $i_q = 9$ A und einer Drehzahl von $n = 1000 \text{ min}^{-1}$, dargestellt über den Winkel γ in ($^\circ$).	69
3.5	Nullstrom i_0 (in rot), Nullflussverketung ψ_0 (in braun) und Fourierkoeffizienten bei $i_d = -9$ A, $i_q = 9$ A und einer Drehzahl von $n = 1000 \text{ min}^{-1}$, dargestellt über den Winkel γ in ($^\circ$).	73
3.6	Nullspannung u_0 (in blau), Nullflussverketung ψ_0 (in braun) und Fourierkoeffizienten bei $i_d = -9$ A, $i_q = 9$ A und einer Drehzahl von $n = 1000 \text{ min}^{-1}$, dargestellt über den elektrischen Winkel γ in ($^\circ$).	76
4.1	Stator- und Rotorschnittbild der PMSM <i>KSPM 80/4.70</i> von <i>Kienle und Spiess GmbH</i> ³ . Farblich gekennzeichnet, die Verteilung der Spulen. Die Durchflutung ist symbolisch in die Nuten eingezeichnet. Die Nuten sind nummeriert für die Zuordnung der Spulen.	84
4.2	Mn-Kennfeld mit den Ergebnissen der FEM Simulation und der Messung (Dreieckschaltung) in grau schattiert.	86
4.3	3D-Darstellung der Leiterplatte für beide Bestückungsvarianten.	88
4.4	Leiterplatte in Bestückungsvariante Dreieckschaltung.	88
4.5	Skizze der Dreieckschaltung der Wicklungen der PMSM. Die Verbindungen des PCB-Verschaltungsring sind in grün eingezeichnet. Die Strommessung im Strang ist in rot eingezeichnet.	89
4.6	Skizze der Sternschaltung der Stränge der PMSM. Die Verbindungen des PCB-Verschaltungsring sind in grün eingezeichnet. Der künstliche Sternpunkt in orange und die Spannungsmessung zum Sternpunkt in blau.	90
4.7	Verschaltung der einzelnen Spulen (dargestellt als Induktivitäten) zu den drei Strängen mit den Anschlussklemmen ± 1 , ± 2 , ± 3 (Nummerierung in fetter Schriftart). Die entsprechende Zuordnung der Spulen zu den Nuten findet sich in Abb. 4.1.	91
4.8	Statorgehäuse inklusive der Leiterplatte in Dreieckschaltung.	91
4.9	Statorgehäuse mit sichtbarem Verguss und Anschlusspunkten.	91
4.10	Rotor der PMSM mit Rotorblechpaket, Permanentmagneten, Rotorwelle und beidseitigen Wuchtscheiben.	92
5.1	Prüfstand bestehend aus Schaltschrank, Maschinensatz und PC ⁶	94
5.2	Blockschaltbild des Leistungsteil mit zugehöriger Signalverarbeitung am Prüfstand.	97
5.3	Maschinensatz ⁷	98

5.4	MOSFET EPSR	98
6.1	Stromregelung in dq-Koordinaten. Die Sollstromvorgabe erfolgt mit den MTPA/MTPV Tabellen im Block <i>Sollwerte</i>	107
6.2	Dreidimensionale winkelabhängige MTPA-Kennlinie (rot) aufbauend auf den winkelabhängigen Flussverkettungskennfeldern bei konstanter Frequenz. Auf der x- und y-Achse sind die dq-Ströme (A) aufgetragen. Die z-Achse beschreibt das berechnete Drehmoment (N m). Die schattierte Oberfläche ist das Drehmoment bei fester Rotorposition $\gamma = 30^\circ$ und fester Drehzahl $n = 500 \text{ min}^{-1}$	110
6.3	Dreidimensionale MTPV-Kennlinien in blau bei entsprechender Drehzahl aufbauend auf den winkelabhängigen Flussverkettungskennfelder. Auf der x- und y-Achse sind die dq-Ströme (A) aufgetragen. Die z-Achse beschreibt das berechnete Drehmoment (N m). Eingezeichnet sind die MTPV-Kennlinien in die schattierte Oberfläche des Drehmoments bei fester Rotorposition $\gamma = 30^\circ$ und fester Drehzahl von $n = 500 \text{ min}^{-1}$	113
6.4	Zeitlicher Ablauf der zeitdiskreten prädiktiven Stromregelungen.	115
6.5	Drehmomentänderung von 0,5 N m auf 2,5 N m bei 500 min^{-1} mit unterschiedlicher Begrenzung der Sollspannung. Die einander zugeordneten dq-Ströme sind violett und grün eingefärbt.	122
6.6	Stationäres Drehmoment (2,5 N m) bei 500 min^{-1} mit und ohne winkelabhängige Stromsollwerttabellen.	124
7.1	Messgrößen der Parameteridentifikation bei $n = 750 \text{ min}^{-1}$	131
7.2	Am Prüfstand ermittelte Flussverkettungen in V s bei $i_d = -5 \text{ A}$, $i_q = -1 \text{ A}$ und $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ über dem Winkel γ in $^\circ$ dargestellt. Die FEM Ergebnisse sind in grau eingezeichnet.	132
7.3	Am Prüfstand ermittelte Flussverkettungen in V s bei $i_d = -4 \text{ A}$, $i_q = 12 \text{ A}$ und $n = 750 \text{ min}^{-1}$ über dem Winkel γ in $^\circ$ dargestellt. Die FEM Ergebnisse sind in grau eingezeichnet.	132
7.4	Messgrößen der Parameteridentifikation bei $n = 750 \text{ min}^{-1}$	134
7.5	Am Prüfstand ermittelte Flussverkettungen in V s bei $i_d = -5 \text{ A}$, $i_q = -1 \text{ A}$ und $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ über γ in $^\circ$ dargestellt. Die FEM Ergebnisse sind in grau eingezeichnet.	135
7.6	Am Prüfstand ermittelte Flussverkettungen in (V s) bei $i_d = -4 \text{ A}$, $i_q = 12 \text{ A}$ und $n = 750 \text{ min}^{-1}$ über γ in $(^\circ)$ dargestellt. Die FEM Ergebnisse sind in grau eingezeichnet.	135

7.7	Flussverkettungen der Dreieckschaltung in V s mit Nullstrom in A bei $n = 750 \text{ min}^{-1}$ und $\gamma = 30^\circ$	138
7.8	Flussverkettungen der Sternschaltung in V s mit Nullspannung in V bei $n = 750 \text{ min}^{-1}$ und $\gamma = 30^\circ$	139
7.9	Flussverkettungen in V s dargestellt über γ von 0° bis 180° bei konstantem Strom $i_d = -4 \text{ A}$ oder $i_q = 12 \text{ A}$, die Drehzahl beträgt $n = 750 \text{ min}^{-1}$	141
7.10	Nullflussverkettung und d-Flussverkettung in V s bei $i_q = 12 \text{ A}$, $\gamma = 30^\circ$ über der Drehzahl n in min^{-1} und dem Strom i_d in A dargestellt.	143
7.11	d- und Nullflussverkettungen in V s bei $i_q = 12 \text{ A}$, $\gamma = 30^\circ$ über der Drehzahl n in min^{-1} und dem Strom i_d in A dargestellt.	144
7.12	Drehmoment in (N m) bei $i_d = -4 \text{ A}$, $i_q = 12 \text{ A}$ und $n = 750 \text{ min}^{-1}$	147
7.13	Wechselanteil des Drehmoments in (N m) bei $i_d = -4 \text{ A}$, $i_q = 12 \text{ A}$ und $n = 750 \text{ min}^{-1}$ dargestellt über der Rotorposition γ von 0° bis 120°	149
7.14	Wechselanteil des Drehmoments in (N m) bei $i_d = -5 \text{ A}$, $i_q = 12 \text{ A}$ und $n = 750 \text{ min}^{-1}$ dargestellt über der Rotorposition γ von 0° bis 120°	150
7.15	Drehmoment in (N m) bei $i_d = -5 \text{ A}$, $i_q = 12 \text{ A}$ und $n = 750 \text{ min}^{-1}$	151
7.16	Gemessenes Drehmoment N m, berechnetes Drehmoment N m mit entsprechenden dq-Strömen in A für ein Soll Drehmoment von 1 N m bei 500 min^{-1}	155
7.17	Gemessenes Drehmoment M_{Mess} und $M_{\text{Mess, konst}}$ in N m, berechnetes Drehmoment M_i und $M_{i, \text{konst}}$ in N m mit entsprechenden dq-Strömen in A für ein Soll Drehmoment von 2,5 N m bei 500 min^{-1}	156
A.1	Differentielle Induktivitäten berechnet aus den gemessenen Flussverkettungen in H bei $n = 750 \text{ min}^{-1}$ und $\gamma = 30^\circ$, dargestellt über den dq-Strömen.	164

Tabellenverzeichnis

4.1	Parameter Prüfstand	78
4.2	Geometriedaten der <i>KSPM 80/4.70</i>	80
4.3	Datenblatt des Prüflings (motorisch)	87
5.1	Kenndaten der Lastmaschine	95
5.2	Übersicht: Messbereiche, Messauflösungen und Messfehler	104
7.1	Flussverkettungen in Dreieckverschaltung	133
7.2	Flussverkettungen in Sternverschaltung	136
7.3	Drehmoment Mittelwerte in Dreieckschaltung	147
7.4	Drehmoment Mittelwerte in Sternverschaltung	150

Literaturverzeichnis

Eigene Veröffentlichungen

- [E1] M. Schmitt, S. Decker und M. Doppelbauer, „Measuring and characterization of pedal electric bicycles (Pedelects) on a full system test-bench with full range emulation of a cyclist“, in *2019 21th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'19 ECCE Europe)*, Genua, Italien, 2019, S. 1–10.
- [E2] F. Rehm, P. Breining, S. Decker, J. Kolb und M. Hiller, „Loss Comparison of Small Delta- and Star-Connected Permanent Magnet Synchronous Machines“, in *45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2019)*, Lissabon, Portugal, 2019, S. 1–10.
- [E3] S. Decker, M. Brodatzki, B. Bachowsky, B. Schmitz-Rode, A. Liske, M. Braun und M. Hiller, „Predictive Trajectory Control with Online MTPA Calculation and Minimization of the Inner Torque Ripple for Permanent-Magnet Synchronous Machines“, *Energies*, Jg. 13, Nr. 20, S. 5327, 2020.
- [E4] S. Decker, C. Rollbühler, M. Brodatzki, F. Rehm, A. Liske und M. Hiller, „Comparison of Losses in Small Star- and Delta-Connected Permanent Magnet Synchronous Machines“, in *2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '21 ECCE Europe)*.
- [E5] S. Decker, J. Richter und M. Braun, „Predictive current control and on-line parameter identification of interior permanent magnet synchronous machines“, in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Karlsruhe, Deutschland, 2016, S. 1–10.

- [E6] S. Decker, J. Stoß, A. Liske, M. Brodatzki, J. Kolb und M. Braun, „Online Parameter Identification of Permanent Magnet Synchronous Machines with Nonlinear Magnetics based on the Inverter Induced Current Slopes and the dq-System Equations“, in *2019 21th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'19 ECCE Europe)*, Genua, Italien, 2019, S. 1–10.
- [E7] S. Decker, A. Liske, D. Schweiker, J. Kolb und M. Braun, „Measurement of Two-Level Inverter Induced Current Slopes at High Switching Frequencies for Control and Identification Algorithms of Electrical Machines“, in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, Niigata, Japan, 2018, S. 2848–2853.
- [E8] A. Liske, S. Decker und M. Braun, „Resource optimal FPGA implementation of a Least-Squares-Estimator for fast and robust online measurement of current slope and absolute value“, in *2019 21th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'19 ECCE Europe)*, Genua, Italien, 2019, S. 1–10.
- [E9] S. Decker, C. Rollbühler, F. Rehm, M. Brodatzki, A. Oerder, A. Liske, J. Kolb und M. Braun, „Dq0-modelling and parametrization approaches for small delta connected permanent magnet synchronous machines“, in *PEMD 2020 - 10th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Nottingham, England, 2020, S. 1–6.
- [E10] S. Decker, S. Foitzik, F. Rehm, M. Brodatzki, C. Rollbühler, J. Kolb und M. Braun, „DQ0 Modelling and Parameterization of small Delta connected PM Synchronous Machines“, in *ICEM 2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Göteborg, Schweden, 2020, S. 1–7.
- [E11] R. Schwendemann, S. Decker, M. Hiller und M. Braun, „A Modular Converter- and Signal-Processing-Platform for Academic Research in the Field of Power Electronics“, in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, Niigata, Japan, 2018, S. 3074–3080.
- [E12] J. Stoß, S. Frank, N. Menger, F. Sommer, S. Decker und M. Hiller, „Design of an intelligent, modular IGBT/SiC inverter platform up to 400 kW for fast realization of new test-bench concepts“, in *PCIM Europe 2021 - International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*.

- [E13] M. Schmitt, S. Decker, L. Leister, A. Liske, M. Doppelbauer, F. Rehm, A. Liske und M. Hiller, „Measuring and Characterization of a Pedal Electric Cycle (Pedelec) Drivetrain on a Test-Bench for Modelling and Optimization“, in *2021 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2021)*.

Studentische Arbeiten

- [S1] Sascha Lutz, *Konstruktion und Inbetriebnahme eines E-Bike Prüfstands*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [S2] Michael Schmitt, *Inbetriebnahme eines Pedelec-Prüfstandes und Charakterisierung des Antriebsstrangs eines Prüflings*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2018.
- [S3] Lars Leister, *Aufbau und Inbetriebnahme eines Prüfstands zur Vermessung von Antriebseinheiten für Pedelects*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2021.
- [S4] Oliver Ernst, *Simulation und Analyse der aufgrund des Verschaltungskonzeptes resultierenden Kreisströme einer parallelverzweigten PMSM*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S5] Felix Rehm, *Entwurf und Untersuchung elektrischer Kleinantriebe am Beispiel eines Pedelects*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2018.
- [S6] Benedikt Schmitz-Rode, *Online Identifikation der betriebspunktabhängigen Parameter für die Regelung und Überwachung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S7] Johannes Stoß, *Identifikation der taktfrequenten Stromsteigungen zur Parameteridentifikation und Regelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2018.
- [S8] Daniel Schweiker, *Vergleich verschiedener Verfahren zur Identifikation der Stromsteigungen in leistungselektronischen Schaltungen*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2017.

- [S9] Robert Nowak, *Parametermessung und Modellbildung der Stromober-schwingungen von elektrischen Maschinen mit Hilfe eines Repetitive Control Algorithmus*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2017.
- [S10] Qian Li, *Entwicklung, Implementierung und Validierung eines Tempe-raturmodells für permanenterregte Synchronmaschinen*. Elektrotechni-sches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2017.
- [S11] Jakob Gantenbein, *Parametermessung und Modellbildung einer im Dreieck geschalteten permanentmagneterregten Synchronmaschine im dq0-Koordinatensystem*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S12] Patrick Roll, *Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme eines Stromrichters mit einer MOSFET-Sechspulsbrücke*. Elektrotechnisches Institut, Karls-ruher Institut für Technologie, 2016.
- [S13] Christian Hofmann, *Neue mobile Signalverarbeitungsplattform für die Regelung von elektrischen Traktionsmaschinen im Elektrofahrzeug*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [S14] Florian Trudel, *Programmierung und Implementierung eines SoC-basierten Prozessorsystems zur Stromrichtersteuerung*. Elektrotechni-sches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [S15] Willy Steve Abissi Konga, *Entwurf und Inbetriebnahme einer neuen ETI-Systemplattform bestehend aus Leistungs- und Signalverarbei-tungsplatine*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Tech-nologie, 2016.
- [S16] Erik Seidenspinner, *Entwurf und Implementierung einer schnellen, leistungsfähigen Kommunikation für den Betrieb von Stromrichtern*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2017.
- [S17] Kai Rickert, *Aufbau und Inbetriebnahme eines Motorprüfstandes mit SiC-Stromrichtern und neuer SoC Signalverarbeitung*. Elektrotechni-sches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2018.
- [S18] Matthias Westermann, *Aufbau und Inbetriebnahme einer Testumgebung mit neuer SoC Signalverarbeitung und Implementierung eines Tiefsetz-stellers*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.

- [S19] Stefan Abele, *Implementierung und Potentialanalyse verschiedener Regelungs- und Steuerungsverfahren für elektrische Kleinantriebe*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2018.
- [S20] Benjamin Bachowsky, *Online Berechnung der drehmomentidealen Stromsollwerte von permanentmagneterregten Synchronmaschinen*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.

Datenblätter und Applikationshinweise

- [D1] LEM Holding SA, *Current transducer CKSR series*. Avenue Beauregard 1, 1700 Fribourg, Schweiz, 2015.
- [D2] R&G Faserverbundwerkstoffe GmbH, *MP Advanced*. Bonholzstraße 17, 71111 Waldenbuch, Deutschland, 2010.
- [D3] Kistler Holding AG, *Drehmomentsensor – mit Zwei-Bereichs-Option, Typ 4503A...* Eulachstrasse 22, 8408 Winterthur, Schweiz, 2008.
- [D4] R+W Antriebselemente GmbH, *Präzisionskupplungen*. Hattsteinstr. 4, 63939 Wörth am Main, Deutschland, 2019.
- [D5] Nanotec Electronic GmbH & Co. KG, *DB80C048030-ENM05J*. Kapellenstr. 6, 85622 Feldkirchen, Deutschland, 2016.
- [D6] EA Elektro-Automatik GmbH & Co.KG, *EA-PS 8000 2U 640W - 3000W*. Helmholtzstr. 31-37, 41747 Viersen, Deutschland, 2012.
- [D7] Texas Instruments, *CSD19535KCS*. Post Office Box 655303, 75265 Dallas, USA, 2014.
- [D8] Intel Corporation, *Intel MAX 10 FPGA Device Datasheet*. 2200 Mission College Blvd., 95052 Santa Clara, USA, 2018.
- [D9] Texas Instruments, *TMS20C6748*. Post Office Box 655303, 75265 Dallas, USA, 2009.
- [D10] Avnet Inc., *Picozed*. 2211 S 47 th Street, 85034 Phoenix, USA, 2017.
- [D11] Texas Instruments, *THS1206*. Post Office Box 655303, 75265 Dallas, USA, 2003.
- [D12] LEM Holding SA, *Current Transducer LAX Series*. Avenue Beauregard 1, 1700 Fribourg, Schweiz, 2007.
- [D13] Maxim Integrated Products, *100 k Ω Precision-Matched Resistor-Divider in SOT23*. 120 San Gabriel Drive, 94086 Sunnyvale, USA, 2005.

- [D14] Texas Instruments, *ISO224 Reinforced Isolated Amplifier With Single-Ended Input of ± 12 V and Differential Output of ± 4 V*. Post Office Box 655303, 75265 Dallas, USA, 2018.
- [D15] Dr. Johannes Heidenhain GmbH, *Drehgeber*. Dr. Johannes Heidenhain Str.5, 83301 Traunreut, Deutschland, 2019.
- [D16] Analog Devices Inc., *Precision Thermocouple Amplifiers with Cold Junction Compensation AD8494/AD8495/AD8496/AD8497*. Post Office Box 9106, 02062 Norwood, USA, 2018.
- [D17] Agilent Technologies Inc., *Agilent 34405A, 5½-stelliges Multimeter*. 3501 Stevens Creek Blvd., 95052 Santa Clara, USA, 2012.

Fremdliteratur

- [1] P. Waide und C. U. Brunner, „Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems“, *IEA Energy Papers, No. 2011/07, OECD Publishing, Paris*, 2011.
- [2] A. Allerhand, „The Earliest Years of Three-Phase Power—1891–1893 [Scanning Our Past]“, *Proceedings of the IEEE*, Jg. 108, Nr. 1, S. 215–227, 2020, ISSN: 0018-9219.
- [3] J. Baldenhofer, Hrsg., *Badische Tüftler und Erfinder*. Stuttgart i.e. Leinfelden-Echterdingen: DRW-Verl., 1992, ISBN: 3871812625.
- [4] A. Binder, *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2017, ISBN: 978-3-662-53240-9.
- [5] J. Hagedorn, F. Sell-Le Blanc und J. Fleischer, *Handbuch der Wickeltechnik für hocheffiziente Spulen und Motoren*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2016, ISBN: 978-3-662-49209-3.
- [6] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009, ISBN: 978-3-540-89612-8.
- [7] D. G. Dorrell, M.-F. Hsieh, M. Popescu, L. Evans, D. A. Staton und V. Grout, „A Review of the Design Issues and Techniques for Radial-Flux Brushless Surface and Internal Rare-Earth Permanent-Magnet Motors“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 58, Nr. 9, S. 3741–3757, 2011, ISSN: 0278-0046.

-
- [8] C. Dinca und U. Schäfer, „Circulating currents of delta connected fractional slot machines for mass production“, *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik*, Jg. 132, Nr. 1, S. 68–74, 2015, ISSN: 0932-383X.
- [9] R. Ni, X. Gui, G. Wang, G. Zhang und D. Xu, „Improvements in permanent magnet synchronous machines with delta-connected winding“, in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, 29.10.2014 - 01.11.2014, S. 3837–3842, ISBN: 978-1-4799-4032-5.
- [10] E. Schmidt und M. Susie, „Design studies on an external rotor permanent magnet synchronous machine for a position sensorless control — Comparison of Y- and Δ -connected stator winding“, in *CCECE 2010*, IEEE, 2.05.2010 - 05.05.2010, S. 1–5, ISBN: 978-1-4244-5376-4.
- [11] F. Briz und M. Degner, „Rotor Position Estimation“, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Jg. 5, Nr. 2, S. 24–36, 2011, ISSN: 1932-4529.
- [12] S. Ding, J. Hang, H. Li und Q. Wang, „Demagnetisation fault detection in PMSM using zero sequence current components“, *Electronics Letters*, Jg. 53, Nr. 3, S. 148–150, 2017, ISSN: 0013-5194.
- [13] G. Müller, K. Vogt und B. Ponick, *Berechnung elektrischer Maschinen*, 6., völlig neu bearb. Aufl, Nachdr, Ser. Elektrische Maschinen. Weinheim: Wiley-VCH, 2011, Bd. / Germar Müller, Bd. 2, ISBN: 9783527405251.
- [14] D. E. Pinto, A.-C. Pop, J. Kempkes und J. Gyselinck, „dq0-modeling of interior permanent-magnet synchronous machines for high-fidelity model order reduction“, in *2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) & 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, IEEE, 25.05.2017 - 27.05.2017, S. 357–363, ISBN: 978-1-5090-4489-4.
- [15] M. Farshadnia, M. A. M. Cheema, R. Dutta, J. E. Fletcher und M. F. Rahman, „Detailed Analytical Modeling of Fractional-Slot Concentrated-Wound Interior Permanent Magnet Machines for Prediction of Torque Ripple“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 53, Nr. 6, S. 5272–5283, 2017, ISSN: 0093-9994.
- [16] S. Zarate, G. Almandoz, G. Ugalde, J. Poza und A. J. Escalada, „Extended DQ model of a Permanent Magnet Synchronous Machine by including magnetic saturation and torque ripple effects“, in *2017 IEEE International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals*

- and their Application to Mechatronics (ECMSM)*, IEEE, 24.05.2017 - 26.05.2017, S. 1–6, ISBN: 978-1-5090-5582-1.
- [17] X. Wang, P. Yi, Z. Zhou, Z. Sun und W. Ruan, „Improvements in the permanent magnet synchronous motor torque model using incremental inductance“, *IET Electric Power Applications*, Jg. 14, Nr. 1, S. 109–118, 2020, ISSN: 1751-8660.
- [18] A. Schramm, E. Sworowski und J. Roth-Stielow, „Compensation of torque ripples in permanent magnet synchronous machines up to the field weakening range“, in *2017 7th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, IEEE, 5.12.2017 - 06.12.2017, S. 1–8, ISBN: 978-1-5386-1069-5.
- [19] R. H. Park, „Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I“, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Jg. 48, Nr. 3, S. 716–727, 1929, ISSN: 0096-3860.
- [20] J. Richter, *Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen*. KIT Scientific Publishing, Dissertation, 2016, ISBN: 978-3-7315-0555-6.
- [21] T. Gemaßmer, *Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten*. KIT Scientific Publishing, Dissertation, 2015, ISBN: 978-3-7315-0366-8.
- [22] G. Kron, *Equivalent Circuits of Electric Machinery*, Ser. General Electric Series. J. Wiley & Sons, 1951.
- [23] J. R. Hendershot Jr. und T. J. E. Miller, *Design of brushless permanent-magnet machines*. Venice, Fla.: Motor Design Books, 2010, ISBN: 978-0-9840687-0-8.
- [24] S. L. Kellner, *Parameteridentifikation bei permanenterregten Synchronmaschinen*. Erlangen: Universitätsbibliothek der Universität Erlangen-Nürnberg, Dissertation, 2012, ISBN: 978-3-843908-45-0.
- [25] C. Rollbühler, S. Peukert, D. Fritz, J.-F. Heyd, J. Kolb und M. Doppelbauer, „Investigations on the Experimental Identification of AC-Copper Losses in Permanent Magnet Synchronous Machines using a Motor Sub-Assembly“, in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, 14.10.2019 - 17.10.2019, S. 1150–1156, ISBN: 978-1-7281-4878-6.

- [26] D. Eggers, S. Steentjes und K. Hameyer, „Advanced Iron-Loss Estimation for Nonlinear Material Behavior“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 48, Nr. 11, S. 3021–3024, 2012, ISSN: 0018-9464.
- [27] J. Richter, A. Dollinger und M. Doppelbauer, „Iron loss and parameter measurement of permanent magnet synchronous machines“, in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, 2.09.2014 - 05.09.2014, S. 1635–1641, ISBN: 978-1-4799-4389-0.
- [28] A. Schramm, E. Sworowski und J. Roth-Stielow, „Methods for measuring torque ripples in electrical machines“, in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, IEEE, 21.05.2017 - 24.05.2017, S. 1–8, ISBN: 978-1-5090-4281-4.
- [29] F. Mink, *Modellierung und hochdynamische Stromregelung von PM-Synchronmaschinen unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten: Zugl.: Darmstadt, Techn. Univ., Dissertation, 2013*, 1. Aufl. Bonn: Ingenieurwiss. Verl., 2013, ISBN: 978-3-944653-02-0.
- [30] C. J. O’Rourke, M. M. Qasim, M. R. Overlin und J. L. Kirtley, „A Geometric Interpretation of Reference Frames and Transformations: dq0, Clarke, and Park“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Jg. 34, Nr. 4, S. 2070–2083, 2019, ISSN: 0885-8969.
- [31] H. Späth, *Leistungsbegriffe für Ein- und Mehrphasensysteme nach DIN 40110-1 und DIN 40110-2*, Ser. VDE-Schriftenreihe Normen verständlich. Berlin: VDE-Verl., 2000, Bd. 103, ISBN: 3-8007-2499-5.
- [32] X. Chen, J. Wang, B. Sen, P. Lazari und T. Sun, „A High-Fidelity and Computationally Efficient Model for Interior Permanent-Magnet Machines Considering the Magnetic Saturation, Spatial Harmonics, and Iron Loss Effect“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 62, Nr. 7, S. 4044–4055, 2015, ISSN: 0278-0046.
- [33] G. Štumberger und T. Marčič, „Magnetically Nonlinear Dynamic Models of Synchronous Machines and Experimental Methods for Determining their Parameters“, *Energies, MDPI*, Jg. 12, Nr. 18, S. 3519, 2019.
- [34] B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler und M. Trlep, „Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 39, Nr. 5, S. 1264–1271, 2003, ISSN: 0093-9994.

- [35] P. C. Krause, O. Wasynczuk und S. D. Sudhoff, *Analysis of electric machinery and drive systems*, Second edition, Ser. IEEE Press series on power engineering. New York, Hoboken, NJ und Piscataway, New Jersey: IEEE Press Wiley-Interscience und IEEE Xplore, 2002, Bd. 3, ISBN: 9780470544167.
- [36] S. Li, Di Han und B. Sarlioglu, „Modeling of Interior Permanent Magnet Machine Considering Saturation, Cross Coupling, Spatial Harmonics, and Temperature Effects“, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Jg. 3, Nr. 3, S. 682–693, 2017.
- [37] F. Jenni und D. Wüest, *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Teubner, 1995, ISBN: 3-519-06176-7.
- [38] J. Specovius, Hrsg., *Grundkurs Leistungselektronik*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2011, ISBN: 978-3-8348-1647-4.
- [39] S. A. Odhano, R. Bojoi, M. Popescu und A. Tenconi, „Parameter identification and self-commissioning of AC permanent magnet machines - A review“, in *2015 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, IEEE, 26.03.2015 - 27.03.2015, S. 195–203, ISBN: 978-1-4799-8900-3.
- [40] S. A. Odhano, P. Pescetto, H. A. A. Awan, M. Hinkkanen, G. Pellegrino und R. Bojoi, „Parameter Identification and Self-Commissioning in AC Motor Drives: A Technology Status Review“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 34, Nr. 4, S. 3603–3614, 2019, ISSN: 0885-8993.
- [41] A. Liske, *Neue Methode zur Bestimmung und Beschreibung der taktfrequenten Stromsteigungen in Drehstromsynchronmaschinen*. KIT Scientific Publishing, Dissertation, 2020.
- [42] M. X. Bui, „Sensorless Position Estimation, Parameter Identification and Control Integration for Permanent Magnet Synchronous Machines using Current Derivative Measurements“, in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, IEEE, 20.05.2018 - 24.05.2018, S. 4174–4180, ISBN: 978-4-88686-405-5.
- [43] G. Pellegrino, B. Boazzo und T. M. Jahns, „Magnetic Model Self-Identification for PM Synchronous Machine Drives“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 51, Nr. 3, S. 2246–2254, 2015, ISSN: 0093-9994.

- [44] E. Armando, P. Guglielmi, G. Pellegrino und R. Bojoi, „Flux linkage maps identification of synchronous AC motors under controlled thermal conditions“, in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, IEEE, 21.05.2017 - 24.05.2017, S. 1–8, ISBN: 978-1-5090-4281-4.
- [45] Oerder Alexander, *Untersuchung der Einflüsse von lagewinkelabhängigen Oberwellen auf die geberlose Lageidentifikation der permanentmagnetenerregten Synchronmaschine*. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, Masterthesis, 2020.
- [46] M. Hadžiselimović, G. Štumberger, B. Štumberger und I. Zagradišnik, „Magnetically nonlinear dynamic model of synchronous motor with permanent magnets“, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Jg. 316, Nr. 2, e257–e260, 2007, ISSN: 03048853.
- [47] G. Merziger und T. Wirth, *Repetitorium der höheren Mathematik*, 5. Aufl. Springe: Binomi-Verl., 2006, ISBN: 9783923923335.
- [48] F. Puente León, *Messtechnik*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2019, ISBN: 978-3-662-59766-8.
- [49] P. Winzer, *Steigerung von Drehmoment und Wirkungsgrad bei Synchronmaschinen durch Nutzung der magnetischen Asymmetrie*. KIT Scientific Publishing, Dissertation, 2017.
- [50] F. Tinazzi, S. Bolognani, S. Calligaro, P. Kumar, R. Petrella und M. Zigliotto, „Classification and review of MTPA algorithms for synchronous reluctance and interior permanent magnet motor drives“, in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, IEEE, 3.09.2019 - 05.09.2019, P.1–P.10, ISBN: 978-9-0758-1531-3.
- [51] F. Briz, M. W. Degner, P. Garcia und J. M. Guerrero, „Rotor Position Estimation of AC Machines Using the Zero-Sequence Carrier-Signal Voltage“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 41, Nr. 6, S. 1637–1646, 2005, ISSN: 0093-9994.
- [52] C. Axtmann, M. Boxriker und M. Braun, „A custom, high-performance real time measurement and control system for arbitrary power electronic systems in academic research and education“, in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, IEEE, 5.09.2016 - 09.09.2016, S. 1–7, ISBN: 978-9-0758-1524-5.

- [53] H. Lutz und W. Wendt, *Taschenbuch der Regelungstechnik: Mit MATLAB und Simulink*, 7., erg. Aufl. Frankfurt am Main: Deutsch, 2007, ISBN: 978-3-8171-1807-6.
- [54] N. Hoffmann, F. W. Fuchs, M. P. Kazmierkowski und D. Schroder, „Digital current control in a rotating reference frame - Part I: System modeling and the discrete time-domain current controller with improved decoupling capabilities“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 31, Nr. 7, S. 5290–5305, 2016, ISSN: 0885-8993.
- [55] G.-H. Lee, S.-I. Kim, J.-P. Hong und J.-H. Bahn, „Torque Ripple Reduction of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Using Harmonic Injected Current“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 44, Nr. 6, S. 1582–1585, 2008, ISSN: 0018-9464.
- [56] J. Wang, X. Huang, D. Yu, Y. Chen, J. Zhang, F. Niu, Y. Fang, W. Cao und H. Zhang, „An Accurate Virtual Signal Injection Control of MTPA for an IPMSM With Fast Dynamic Response“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 33, Nr. 9, S. 7916–7926, 2018, ISSN: 0885-8993.
- [57] H.-J. Cho, Y.-C. Kwon und S.-K. Sul, „Optimal Current Trajectory Control of IPMSM for Minimized Torque Ripple“, in *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, IEEE, 19.06.2019 - 21.06.2019, S. 1–6, ISBN: 978-1-5386-9310-0.
- [58] C. M. Hackl, J. Kullick, H. Eldeeb und L. Horlbeck, „Analytical computation of the optimal reference currents for MTPC/MTPA, MTPV and MTPF operation of anisotropic synchronous machines considering stator resistance and mutual inductance“, in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, IEEE, 11.09.2017 - 14.09.2017, P.1–P.10, ISBN: 978-90-75815-27-6.
- [59] J. Richter, P. Winzer und M. Doppelbauer, „Einsatz virtueller Prototypen bei der akausalen Modellierung und Simulation von permanenterregten Synchronmaschinen“, in *International ETG-Congress 2013*, B. VDE-Verlag, Hrsg., Berlin: VDE-Verlag, 2013, ISBN: 978-3-8007-3550-1.
- [60] F. J. T. E. Ferreira, J. Alberto, A. M. Silva und A. T. de Almeida, „Saturation-Related Losses in Induction Motors for Star and Delta Connection Modes“, in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, 23.08.2020 - 26.08.2020, S. 1586–1593, ISBN: 978-1-7281-9945-0.