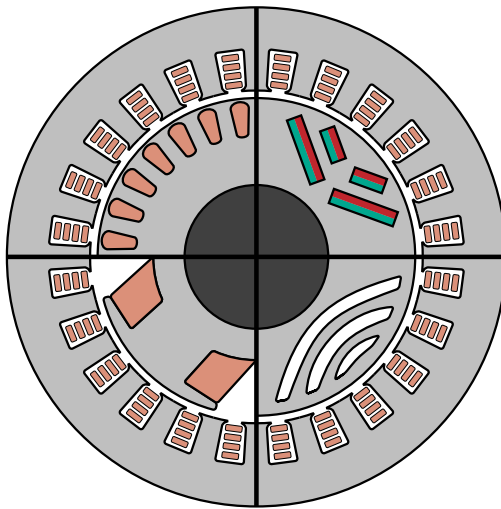


Johannes Otto Norbert Stoß

Modellbildung, Parameteridentifikation und einheitliche modellbasierte Trajektorienregelung für Drehfeldmaschinen



Modellbildung, Parameteridentifikation und einheitliche modellbasierte Trajektorienregelung für Drehfeldmaschinen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines
DOKTORS DER INGENIEURWISSENSCHAFTEN (Dr.-Ing.)

von der KIT-Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)
angenommene

DISSERTATION

von

M.Sc. Johannes Otto Norbert Stoß
geboren in Stuttgart

Tag der mündlichen Prüfung:	06. März 2026
Hauptreferent:	Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller
Korreferent:	Prof. Dr. Veit Hagenmeyer
	(Karlsruher Institut für Technologie (KIT))

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

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktors der
Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)
von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) angenommene Dissertation
von M.Sc. Johannes Otto Norbert Stoß, geb. in Stuttgart

Tag der mündlichen Prüfung: 06. März 2026
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller
Korreferent: Prof. Dr. Veit Hagenmeyer
(Karlsruher Institut für Technologie (KIT))

Verwendung KI-gestützter Werkzeuge Zur sprachlichen und
grammatikalischen Überarbeitung dieser Dissertation wurden KI-gestützte
Sprachwerkzeuge, darunter ChatGPT (OpenAI), Google Gemini und
LanguageTool, eingesetzt. Die Nutzung diente der Verbesserung der
sprachlichen Darstellung sowie der Umformulierung und Umstrukturierung
einzelner Sätze und Textpassagen. Sämtliche mithilfe dieser Werkzeuge
überarbeiteten Texte wurden nachträglich überprüft und bei Bedarf weiter
angepasst.



Dieses Dokument ist unter der Creative Commons Lizenz verfügbar
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/1000198455

Vorwort

„Life is what happens to us while we are making other plans.“

Allen Saunders (1899–1986),
zugeschrieben, US-Journalist und Comic-Autor

In Anlehnung an Ephraim Kishons „Warten auf Nebenzahl“ könnte auch mein „Tisch“ ein vermeintliches Spätwerk jenes liefersäumigen Schreiners sein.

Während ich feilte, nachjustierte und immer wieder Details „optimierte“, bewies mein Umfeld bemerkenswerte Geduld. Kolleginnen, Kollegen, Gruppenleiter und Professoren hielten unbeirrt daran fest, dass das Werk eines Tages wirklich vollendet vorliegen würde. Meine Familie und Freunde begleiteten mich mit Humor, Zuversicht und einer Geduld, die ihresgleichen sucht. Und siehe da, am Ende steht tatsächlich ein Tisch. Ich hoffe, er hält.

Mein aufrichtiger Dank gilt euch allen: für eure Geduld, euren Zuspruch, eure Gelassenheit und euer Vertrauen und dafür, dass ihr dabei geblieben seid, als ihr längst hättet stornieren können. Ohne euch wäre dieses Projekt nicht möglich gewesen. Ihr seid großartig!

Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Marc Hiller für das Vertrauen in meine Arbeit, den wissenschaftlichen und persönlichen Input sowie die Freiheit, meinen eigenen Weg zu gehen und neue Erfahrungen sammeln zu dürfen. Ebenso danke ich für die Möglichkeit, über einen so langen Zeitraum an immer neuen, spannenden Projekten arbeiten zu können.

Meinem Gruppenleiter Andreas Liske danke ich für Zeit und Geduld, selbst in stressigen Phasen, für ein offenes Ohr und ehrliches, fachliches Feedback zu all den Veröffentlichungen und natürlich auch zu dieser Arbeit. Am wichtigsten aber, für den richtigen Schubs zur rechten Zeit, wenn ich mich mal wieder in einem „Rabbit Hole“ verloren hatte. Natürlich auch für die besten Arschbomben in Hotelpools, selbst wenn gerade irgendwelche CEOs anwesend waren (remember Fiji?). Ohne dich wären die Konferenzen nur halb so lustig gewesen.

Simon Decker danke ich für (aus meiner Sicht) absurd wilden Downhill-Fahrten und die Unterstützung bei den ersten Schritten meines Promotionsthemas und nicht zuletzt dafür, dass du mich überzeugt hast, die Doktorarbeit doch an der Uni zu schreiben.

Akif Karayel, danke für die abenteuerliche Fahrt durch die Steilkurven, aber vor allem für deine Geduld und dein Durchhaltevermögen bei der ersten Vermessung der Asynchronmaschine sowie in den unzähligen Diskussionen und Teams-Konferenzen im Anschluss. Ich glaube, inzwischen habe ich das Ding wirklich verstanden.

Mein Dank gilt auch den Kolleginnen und Kollegen meiner Arbeitsgruppe: Unserem „Everyday Astronaut“ Leonard Geier danke ich für eine unvergessliche Tour durchs Kennedy Space Center und, noch wichtiger, für deine mathematische Sichtweise auf das Projekt, die Zaubereien mit Kennfeldern und den ersten lauffähigen Reglercode. Ohne dich hätte ich mich wohl nie getraut, aus dieser verrückten Idee mein Promotionsthema zu machen.

Alexander Oerder für perfekte Reiseplanung quer durch die USA bis nach Puerto Rico und die erste winkelabhängige Maschinenvermessung am ETI, die am Ende Ausgangspunkt aller weiteren Messroutinen wurde.

Stephan Göhner für die spontane Flucht von Chengdus Dachterrasse und natürlich für die Präzision und Geduld bei der Vermessung der fremderregten Synchronmaschine. Ich hoffe, dein Prüfstand hat meine Tests unbeschadet überstanden.

Meinem Zimmerkollegen und Vivado-Flüsterer Benedikt Schmitz-Rode danke ich für professionelle Fotos an fast allen Klippenrändern der US-Nationalparks (zum Glück leben wir noch) und natürlich für deine Hilfe beim Debuggen zahlloser Software- und Hardwareprojekte.

Benjamin Bachowsky danke ich für den todesmutigen Ritt auf Drahteseln durch chinesische Millionenmetropolen sowie für prüfende Blicke und kritische Nachfragen zu dieser Arbeit.

Meinem ehemaligen Kollegen Stefan Mersche danke ich für die wildesten (Hai-)Tauchgänge am anderen Ende der Welt, aber auch für ein (fast) perfektes LabVIEW-Monitoring und einen debuggten Prüfstand, der alle meine Versuche zur Asynchronmaschine unbeschadet überstanden hat.

Mein Dank gilt auch allen studentischen Mitarbeiter*innen und Abschlussarbeiter*innen, die in den vergangenen Jahren tapfer an diesem Projekt mitgearbeitet haben. Ihr habt gerechnet, gelötet, simuliert und dabei so manchen Fehler gefunden und manches Problem gelöst.

Vielen Dank für eure Neugier, eure Hartnäckigkeit und den Mut, Dinge erneut anzupacken, die ich längst abgeschrieben hatte. Ohne euch wäre aus vielem wohl nicht mehr geworden als eine Skizze auf Papier.

Ein besonderer Dank gilt meiner Familie: Meinen Eltern Gudrun und Peter, die in uns Kindern das Interesse an Naturwissenschaften geweckt und uns mit Geduld und Hingabe versucht haben, die Welt zu erklären. Meinen Geschwistern, die bis heute für jeden Quatsch zu haben sind und mich zuverlässig auf den Boden der Tatsachen zurückholen.

Der größte Dank gilt jedoch meiner „besten Ehefrau von allen“, Jessica. Du hast in den vergangenen Jahren so vieles allein getragen, unzählige Male geduldig auf mich gewartet, wenn ich wieder einmal „nur kurz“ etwas fertig machen wollte, und mir dabei immer Rückhalt und neue Motivation gegeben. Ohne dich wäre dieser „Tisch“ wohl nie fertig geworden.

Johannes Stoß

Durmersheim, im November 2025

Kurzfassung

Der steigende Bedarf an effizienten, flexiblen und ressourcenschonenden elektrischen Antriebssystemen erfordert Regelungsverfahren, die für unterschiedliche Maschinentypen gleichermaßen einsetzbar sind. Die vorliegende Arbeit entwickelt hierfür ein einheitliches Modellierungs- und Regelungskonzept für Drehfeldmaschinen, das Asynchronmaschinen, permanenterregte und fremderregte Synchronmaschinen sowie synchrone Reluktanzmaschinen in einer gemeinsamen Systembeschreibung integriert. Die Grundlage bildet ein allgemeines, nichtlineares Maschinenmodell, das sowohl magnetische Sättigung einschließlich Kreuzsättigung als auch räumliche Oberwellen der Flussverkettungen über mehrdimensionale Kennfelder beschreibt. Darauf aufbauend wird ein modellprädiktiver Trajektorienregler im Flussraum entworfen, der Strom- und Flussgrößen unter Berücksichtigung physikalischer Systemgrenzen mit hoher Dynamik und Genauigkeit regelt.

Der wesentliche Beitrag der Arbeit liegt in der Vereinheitlichung von Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelstruktur, wodurch bisher getrennte Ansätze für verschiedene Maschinentypen in einem gemeinsamen Modellierungs- und Regelungsframework zusammengeführt werden. Dies ermöglicht eine durchgängige Softwarebasis für unterschiedliche Antriebe und reduziert den Entwicklungsaufwand sowie die Komplexität deutlich. Experimentelle Untersuchungen an repräsentativen Prüflingen belegen, dass die erzielte Regelgüte und Dynamik trotz der Generalisierung dem Niveau spezialisierter Regler entsprechen. Damit leistet die Arbeit einen Beitrag zur Flexibilisierung elektrischer Antriebssysteme und zur Verringerung der Abhängigkeit von kritischen Magnetwerkstoffen in der Antriebstechnik.

Abstract

The increasing demand for efficient, flexible, and resource-conserving electric drive systems requires control strategies that can be applied universally across different machine types. This work presents a unified modeling and control concept for rotating field machines that integrates induction machines, permanent-magnet and electrically excited synchronous machines, and synchronous reluctance machines within a common system framework. The foundation is a general nonlinear machine model that represents magnetic saturation, cross-saturation, and spatial harmonics of flux linkages by means of multidimensional lookup tables. Based on this, a model-predictive trajectory controller is developed in the flux domain, enabling fast and precise control of current and flux variables while respecting system constraints.

A key contribution of this work is the unification of modeling, parameter identification, and control structure, allowing previously separate approaches for different machine types to be combined within a single framework. This provides a consistent software basis for various drive systems, while significantly reducing development effort and complexity. Experimental investigations in representative test setups demonstrate that, despite its generalized structure, the proposed approach achieves control performance and dynamics comparable to those of specialized controllers. Thus, the work contributes to the flexibility of electric drive technology and to reducing dependence on rare-earth materials in modern drive systems.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	i
Kurzfassung	v
Abstract	vii
1 Einleitung	1
2 Grundlagen	9
2.1 Drehfeldmaschinen	9
2.1.1 Aufbau und Funktionsweise	10
2.1.2 Definition des Bezugssystems	11
2.1.3 Nichtlineare Effekte	16
2.1.4 Elektromagnetische Modellierung	24
2.1.5 Einheitliche Modellierung	49
2.1.6 Mechanische Systemgleichungen	51
2.2 Stromrichter	60
2.2.1 Drehstrombrückenschaltung	60
2.2.2 Vollbrücke	62
2.2.3 Spannungsfehler	63
3 Parameteridentifikation	67
3.1 Statoridentifikation	69
3.1.1 Statorwiderstandsmessung	70
3.1.2 Identifikation der Statorflussverkettung	72
3.2 Erweiterte Identifikation für die Fremderregte Synchronmaschine (FESM)	79
3.2.1 Flusskennfelder im Stillstand	81
3.2.2 Flusskennfelder bei konstanter Drehzahl	90
3.3 Erweiterte Identifikation für die Asynchronmaschine (ASM)	93
3.3.1 Streuinduktivitäten, Hauptinduktivität und Rotorwiderstand	94
3.3.2 Bestimmung der Rotorzeitkonstanten-Kennfelder	98
3.3.3 Vermessung der Statorflusskennfelder	102

3.3.4	Extrapolation dynamischer Flusskennfelder	105
3.4	Bestimmung der Strommodellparameter	106
4	Regelung	109
4.1	Nichtlineares Strommodell für die ASM	113
4.2	Universeller Regelalgorithmus	117
4.2.1	Prädiktion	119
4.2.2	Berechnung des Prädiktionshorizonts	121
4.2.3	Berechnung der Sollspannung	122
4.3	Trajektorienstrategie	127
4.4	Online-Identifikation und Kompensation von Modellfehlern und Oberschwingungen	132
4.4.1	Berechnung der Fehlspannung	133
4.4.2	Kompensation von Modellfehlern	135
4.4.3	Kompensation von Oberschwingungen	136
4.5	Simulative Analyse des Regelungsverfahrens	137
4.5.1	Fremderregte Synchronmaschine	138
4.5.2	Asynchronmaschine mit Käfigläufer	140
4.5.3	Permanenterregte Synchronmaschine	143
4.5.4	Synchrone Reluktanzmaschine	145
5	Versuchsaufbauten	147
5.1	Prüfling	147
5.1.1	Fremderregte Synchronmaschine	148
5.1.2	Asynchronmaschine mit Käfigläufer	151
5.1.3	Permanenterregte Synchronmaschine	153
5.2	Prüfstände	155
5.2.1	Fremderregte Synchronmaschine	157
5.2.2	Asynchronmaschine mit Käfigläufer	159
5.2.3	Permanenterregte Synchronmaschine	161
6	Messergebnisse	163
6.1	Regelung dynamischer Trajektorien	163
6.1.1	Sollwertsprung	165
6.1.2	Drehzahlabhängigkeit der Reglerdynamik	173
6.1.3	Störgrößenverhalten	182
6.2	Einfluss von Messungenauigkeit und Rauschen	187

6.3	Regelung unter Berücksichtigung von Modellfehlern und Oberschwingungen	191
6.3.1	Fremderregte Synchronmaschine	191
6.3.2	Asynchronmaschine	196
6.3.3	Permanenterregte Synchronmaschine	200
7	Zusammenfassung und Ausblick	203
	Symbol- und Abkürzungsverzeichnis	209
	Abbildungsverzeichnis	217
	Tabellenverzeichnis	223
	Literaturverzeichnis	225

Einleitung

Elektrische Antriebssysteme mit Drehfeldmaschinen (DFM) bilden einen wesentlichen Baustein moderner Industrie-, Haushalts- und Mobilitätsanwendungen. Durch die Abkehr von fossilen Energieträgern wächst deren Bedeutung kontinuierlich, da weitere Sektoren auf elektrische Energieumwandlung setzen. Diese Anwendungen stellen jeweils spezifische Anforderungen an das Antriebssystem, beispielsweise hinsichtlich Leistungsdichte, Wirkungsgrad, Kosten, Geräuschemission und Regelgüte [1–3]. Dies führt zu einer großen Vielfalt von Antriebssystemen, die präzise an die jeweiligen Rahmenbedingungen angepasst sind. Äußere Einflüsse und technologische Trends können dabei kurze Entwicklungszyklen erforderlich machen, um schnell auf Marktveränderungen reagieren zu können.

Ein prominentes Beispiel ist die Automobilindustrie, welche in den vergangenen Jahren ein wesentlicher Entwicklungstreiber für magnetisch hoch ausgenutzte Antriebssysteme war [1, 4]. Entsprechend weisen die eingesetzten Motoren unabhängig vom Maschinentyp starke magnetische Nichtlinearität auf [5–10]. Für Traktionsantriebe hat sich die Permanentenerregte Synchronmaschine (PSM) aufgrund ihrer hohen Leistungs- und Drehmomentdichte sowie Effizienz in vielen Bereichen als Hauptantrieb etabliert [11–14]. In allradgetriebenen Fahrzeugen werden häufig unterschiedliche Maschinen kombiniert, um eine hohe Effizienz über den gesamten Betriebsbereich zu erreichen. Hierbei ist die Kombination aus PSM und ASM am weitesten verbreitet [15, 16].

Die Abhängigkeit von Metallen aus der Gruppe der seltenen Erden, etwa Neodym für NdFeB-Magnete, macht jedoch PSM empfindlich gegenüber geopolitischen Unsicherheiten in der Lieferkette [17, 18].

Aktuelle Entwicklungen, wie Exportbeschränkungen für strategische Metalle [19], verdeutlichen die Risiken einer einseitigen Abhängigkeit und motivieren die Suche nach alternativen Motorentechnologien. Hersteller und Forschungseinrichtungen untersuchen daher verstärkt magnetfreie oder -reduzierte Konzepte, um diese Abhängigkeiten zu reduzieren, ohne Einbußen bei der Performance in Kauf nehmen zu müssen [20, 21].

In diesem Kontext gewinnt die Flexibilität, zwischen verschiedenen Maschinentypen wechseln zu können, zunehmend an Bedeutung. Diese Entwicklung erfordert Regelungs- und Modellierungsmethoden, die nicht für jeden Maschinentyp separat entwickelt werden, sondern eine einheitliche Basis für unterschiedliche Maschinen bilden. Dies ermöglicht Kosteneinsparungen in der Entwicklung, Validierung und Softwarepflege, wobei gleichzeitig eine schnelle Anpassung des Produkts an Marktentwicklungen erreicht werden kann.

Die Herausforderung liegt in der Vereinheitlichung der unterschiedlichen physikalischen Eigenschaften in einem gemeinsamen Modell. Betrachtet man die Maschinentypen in vereinfachter Form, so weist die ASM im Rotor mit kurzgeschlossenen Rotorwicklungen ein magnetisches Rotorfeld auf, welches durch die Statorströme beeinflusst wird und relativ zum Rotor mit ω_R rotiert. Die PSM hat jedoch ein konstantes Rotorfeld durch Permanentmagnete, während die FESM eine steuerbare Rotorwicklung besitzt, wodurch das Rotorfeld zusätzlich aktiv beeinflusst werden kann. Die Synchrone Reluktanzmaschine (SyRM) weist hingegen stark winkelabhängige Reluktanzen auf, welche zur Drehmomenterzeugung genutzt werden. Diese Diversität erschwert die Entwicklung eines universellen Ansatzes.

Stand der Technik

Traditionell wurden daher maschinenspezifische Modellansätze und Regelungsverfahren entwickelt. Einen ersten Schritt zur Verallgemeinerung stellt die Field-Oriented-Control (FOC) nach Blaschke dar [22]. Diese wird seit den 1970er-Jahren angewandt, um eine entkoppelte Stromregelung mit PI-Reglern in dq-Koordinaten für ASM zu ermöglichen. Diese stellt somit eine äquivalente Umsetzung der in dq-Koordinaten formulierten Maschinenbeschreibung dar, welche auf dem von Park 1929 eingeführten dq-Modell aufbaut [23].

Die klassische FOC mit PI-Reglern erfordert dabei eine hinreichend genaue Kenntnis der Maschinenparameter, wobei eine Parametrierung mit geringem Aufwand anhand gängiger Einstellregeln möglich ist [24]. Hierbei wird jedoch aufgrund unzureichender Systemkenntnis und der PI-Reglerstruktur die theoretisch mögliche Dynamik des Antriebsstrangs nicht vollständig ausgenutzt. Bei stark ausgeprägter Nichtlinearität des Motors kann zudem die betriebspunktabhängige Nachführung der Reglerparameter erforderlich sein [1]. Dies kann durch konservative Reglerparametrierung auf Kosten der Reglerdynamik umgangen werden (siehe Kapitel 3).

In den 1980er-Jahren wurde mit der Direct-Torque-Control (DTC) ein alternatives Verfahren mit dem Fokus auf die ASM eingeführt, welches auf einen Modulator verzichtet und direkt Schaltzustände des Wechselrichters auf Basis der Fluss- und Momentenabweichungen wählt [25]. Eine theoretische Verallgemeinerung der DTC auch für Synchronmaschinen erfolgte 1988 durch Depenbrock [26]. Eine explizite Formulierung der DTC für Synchronmaschinen sowie eine Validierung anhand von Analysen, Simulationen und experimentellen Ergebnissen erfolgte 1997 durch Zhong [27]. Die DTC bietet hierbei durch den Hystereseregler prinzipbedingt im Vergleich zur FOC eine sehr hohe Drehmomentdynamik. Dies geht jedoch mit erhöhter Drehmoment- und Stromwelligkeit sowie einer variablen Schaltfrequenz einher, die zu einer hohen Geräuschemission führen. Zudem stellt die Regelung bei geringer Drehzahl eine Herausforderung dar. Im Vergleich zur FOC ist die DTC zudem weniger robust gegenüber Parameterabweichungen [28].

Aufgrund der vergleichsweise einfachen Implementierung, der geringen Rechenzeitanforderungen und der hohen Regelgüte haben sich die FOC und DTC weitestgehend als Industriestandards etabliert und ermöglichen eine robuste Stromregelung und Drehmomentsteuerung.

In den vergangenen Jahren wurde in verschiedenen Arbeiten eine Verallgemeinerung der Modellierung und Regelung angestrebt. So schlug beispielsweise Veltman das Konzept des Ideal Rotating Transformer für die vereinheitlichte Modellierung von ASM, PSM und SyRM bereits 1991 vor [29]. Für dieselben Maschinentypen stellten Lascu et al. 1998 ein universelles, DTC-basiertes Konzept (Torque Vector Control) mit Raumzeigermodulation (Space-Vector-Modulation (SVM)) vor [30].

Zur weiteren Verbesserung der sensorlosen Drehzahlschätzung bei niedrigen Drehzahlen integriert das System einen kombinierten Spannungs-/Strommodell-Beobachter, der zudem sowohl den Stator- als auch den Rotorfluss erfasst. 2003 präsentierte Harnefors einen einheitlichen Ansatz zur sensorlosen Regelung von ASM und nicht sättigenden PSM, indem gezeigt wurde, dass für beide Typen ein gemeinsames Beobachter- und Regelungsmodell verwendet werden kann [31].

Im Jahr 2008 veröffentlichte Boldea das Active Flux Concept, welches die drehmomentbildende Flussverkettung für alle DFM auf die d-Achse definiert [32]. Dies entspricht bei der ASM der Rotorflussorientierung, vergleichbar mit der Definition von Blaschke, wobei die d-Achse von Synchronmaschinen anhand des Rotorwinkels definiert wird. Die Modellbeschreibung ermöglicht somit die Entwicklung eines einheitlichen Beobachters für die Flussverkettung, Drehzahl und Lagewinkel, wodurch eine einheitliche, geberlose Regelung mittels linearer Parameter für alle DFM möglich wird [32]. Diese Orientierung des Bezugssystems wird in identischer Form auch in der vorliegenden Arbeit für den Regelungsalgorithmus in Kapitel 4 angewendet.

Pellegrino et al. entwickelten 2010 das Konzept der Unified Direct-Flux Vector Control [33, 34]. Hierbei werden die Flussverkettungen des Stators direkt geregelt, statt diese wie bei FOC indirekt durch Stromkomponenten zu steuern. Dieses Verfahren ist gleichermaßen auf ASM, PSM und SyRM anwendbar und ermöglicht insbesondere im Feldschwächbetrieb eine optimierte Ausnutzung der Strom- und Spannungsgrenzen [34]. Es stellt somit einen weiteren Schritt hin zu einer einheitlichen Regelungsphilosophie dar, da die Maschinen unabhängig von der Art der Erregung in einem gemeinsamen Flussraum geregelt werden. Dieses Prinzip wurde 2023 von Rubino et al. weitergeführt: Unter dem Begriff Flux Polar Control wurde ein einheitlicher Drehmomentregler vorgestellt, der in Polarkoordinaten des Statorflusses im statorfesten $\alpha\beta_S$ -System arbeitet und über innere Last- und Flusswinkelregelschleifen verfügt [35]. Dieser Ansatz ist sowohl für PSM und SyRM als auch für ASM einsetzbar und erzielt über den gesamten Drehzahlbereich hinweg eine hohe Dynamik und Regelgüte bei vereinheitlichter Reglerstruktur [35].

Die Model-Predictive-Control (MPC) hat sich in den vergangenen Jahren als vielversprechender Ansatz für die elektrische Antriebsregelung etabliert und zu einer Zunahme der Forschungsaktivitäten geführt [36].

MPC-Verfahren ermöglichen es, Systemgrenzen systematisch zu berücksichtigen und Optimierungsziele wie Dynamikziele oder Verlustminimierung explizit in den Regler zu integrieren. Für die Regelung von DFM wurden dabei hauptsächlich zwei Klassen verfolgt: die Finite Control Set MPC, welche die diskreten Schaltzustände des Wechselrichters direkt optimiert, und die Continuous Control Set MPC, die kontinuierliche Spannungsraumzeiger berechnet und meist mit nachgeschaltetem Pulsweitenmodulator arbeitet. Zahlreiche Arbeiten belegen die Leistungsfähigkeit von MPC in diesem Kontext [36].

So konnten für PSM etwa hochdynamische Strom- und Drehmomentregelungen realisiert werden, die nahe an physikalischen Grenzen operieren. Richter et al. zeigten 2014 eine prädiktive Stromregelung für magnetisch hoch ausgenutzte PSM, die Nichtlinearitäten durch Sättigung und Kreuzsättigung explizit im Modell berücksichtigt und so auch bei hoch ausgenutzten Maschinen eine hohe Dynamik und Regelgüte erzielt [37]. Darauf aufbauend erfolgte die Entwicklung einer optimierten Trajektorienplanung, um die Reglerdynamik im gesamten Arbeitsbereich zu verbessern [4]. Die Arbeit von Brosch et al. demonstriert 2023 einen zeitoptimalen modellprädiktiven Regler für PSM, welcher im statorfesten $\alpha\beta_S$ -System arbeitet und unter Berücksichtigung von Strom- und Momentenbeschränkungen die Antriebsdynamik bis an die Systemgrenzen ausschöpft [38].

Auch für andere Maschinentypen wurden MPC-Varianten entwickelt: So kann das Verfahren aus [37] für die FESM adaptiert werden und somit ebenfalls die Dynamik des Antriebsstrangs verbessern [39]. Für die ASM wurde 2005 von Geyer et al. eine Finite Control Set MPC mit Mehrschrittprädiktion vorgestellt, welche die Dynamik der DTC mit den Vorteilen der MPC vereint [40]. Die Ergebnisse zeigen, dass eine Vereinheitlichung der Regelverfahren prinzipiell möglich ist – genau hier setzt die vorliegende Arbeit an.

Forschungsfragen und Zielsetzung

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines einheitlichen Regelungskonzepts für dreiphasige nichtlineare, magnetisch hoch ausgenutzte DFM in Sternschaltung, das auf einer gemeinsamen Codebasis beruht und ohne strukturelle Anpassungen für verschiedene Maschinentypen einsetzbar ist. Dabei sollen die folgenden Maschinentypen explizit berücksichtigt werden:

- die Fremderregte Synchronmaschine (FESM),
- die Asynchronmaschine (ASM) mit Käfigläufer,
- die Permanenterregte Synchronmaschine (PSM) und
- die Synchrone Reluktanzmaschine (SyRM).

Im Mittelpunkt steht dabei die Frage, wie eine vereinheitlichte Modellierung und Regelung über unterschiedliche Maschinentypen hinweg realisiert werden kann, die sowohl Systemgrenzen als auch Nichtlinearitäten in konsistenter Form berücksichtigt. Dies erfordert zugleich eine Methodik, mit der sich die erforderlichen Kennfelder und Parameter für alle betrachteten Maschinentypen systematisch und vergleichbar bestimmen lassen. Ausgangspunkt bilden insbesondere die Arbeiten [4] und [39], in denen modellbasierte prädiktive Regelungsverfahren für einzelne Maschinentypen entwickelt wurden.

Wissenschaftlicher Beitrag

Die Arbeit zeigt, dass eine konsequent verallgemeinerte Systembeschreibung das Spannungsfeld zwischen hoher Reglerdynamik und softwareseitiger Komplexität auflösen kann. Durch die Verbindung von nichtlinearer Modellierung magnetisch hoch ausgenutzter Antriebe mittels Kennfeldern, einem effizienten geometrischen Lösungsverfahren und einheitlicher Erweiterbarkeit entsteht ein Framework, das eine durchgängige Anwendung auf alle untersuchten DFM erlaubt. Experimentelle Untersuchungen an repräsentativen Prüflingen belegen, dass die erzielte Regelgüte und Dynamik trotz der Generalisierung an das Niveau spezialisierter Regler heranreicht. Die vorliegende Arbeit leistet damit einen Beitrag zur Flexibilisierung elektrischer Antriebstechnik und adressiert zugleich die Herausforderungen globaler Rohstoff- und Lieferkettenabhängigkeiten.

Die zentralen wissenschaftlichen Beiträge lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Entwicklung eines allgemeinen Maschinenmodells auf Basis mehrdimensionaler Flusskennfelder, das die betrachteten Maschinentypen in einer gemeinsamen Struktur abbildet [E1, E2].
- Entwurf eines modellprädiktiven Trajektorienreglers im Flussraum, der Nichtlinearitäten und Systemgrenzen explizit berücksichtigt und eine einheitliche Umsetzung für alle DFM ermöglicht [E3].
- Entwicklung von Methoden zur experimentellen Identifikation der Flussverkettungs- und Widerstandskennfelder als Grundlage für die vereinheitlichte Modellierung [E4–E7].
- Experimentelle Validierung an repräsentativen Prüflingen (ASM, FESM, PSM) mit Nachweis der hohen Dynamik und Regelgüte (siehe Kapitel 6 und [E3]).
- Erweiterung des Regelungskonzepts zur gezielten Einprägung oder Unterdrückung von Stromüberschwingungen zur Formung des Drehmomentverlaufs [E8, E9].

Aufbau der Arbeit

Kapitel 2 beschreibt die physikalischen Grundlagen und leitet daraus das vereinheitlichte Maschinenmodell ab, das Nichtlinearitäten durch magnetische Sättigung einschließlich Kreuzsättigung und räumliche Oberwellen der Flussverkettungen berücksichtigt. Der Stromrichter wird als Teil des Antriebssystems ebenfalls behandelt, stellt jedoch keinen Schwerpunkt in der Modellierung und theoretischen Untersuchung dar.

In Kapitel 3 wird die Parameteridentifikation erläutert, insbesondere die Bestimmung der erforderlichen Parameterkennfelder. Dazu wird für alle Maschinentypen eine Methode zur Identifikation (winkelabhängiger) Flussverkettungen vorgestellt, welche auszugsweise mit Messdaten der Prüflinge aus Kapitel 5.1 untermauert wird. Die Auslegung und Implementierung der zur Identifikation erforderlichen Regler werden ebenfalls thematisiert. Dabei zeigt sich die grundsätzliche Ähnlichkeit der Maschinentypen durch die einheitliche Statoridentifikation.

Aufbauend auf den zuvor beschriebenen Grundlagen wird in Kapitel 4 der entwickelte, modellbasierte, prädiktive Trajektorienregler vorgestellt. Das Kapitel umfasst den Reglerentwurf unter Berücksichtigung nichtlinearer Maschineneigenschaften und Systemgrenzen sowie die Auswahl der Sollwerttrajektorie und deren Einfluss auf die drehzahlabhängige Dynamik. Ergänzend wird ein Verfahren zur Unterdrückung und gezielten Einprägung von Stromüberschwingungen beschrieben. Für den Betrieb des Reglers mit der ASM ist zudem die Identifikation der Rotorflusslage erforderlich, wozu in dieser Arbeit ein nichtlineares Strommodell entwickelt wurde. Die Funktionsweise des Gesamtsystems wird abschließend anhand von Simulationsergebnissen veranschaulicht.

Die praktische Umsetzbarkeit der Methodik wird abschließend durch Prüfstandsmessungen belegt. In Kapitel 5 werden die zugehörigen Prüfstände sowie deren Messtechnik und Signalverarbeitung beschrieben. Die Ergebnisse werden in Kapitel 6 exemplarisch für je einen ASM, PSM und FESM-Prüfling vorgestellt und diskutiert. Abschließend fasst Kapitel 7 die wichtigsten Erkenntnisse zusammen und gibt einen Ausblick auf weiterführende Forschungsfragen.

2

*„If I have seen further it is by standing
on the shoulders of giants.“*

Isaac Newton (1643–1727),
englischer Physiker und Mathematiker

Grundlagen

Grundlage für ein einheitliches Regelungskonzept bildet ein universelles Maschinenmodell. Dieses wird zunächst anhand der analytischen Beschreibung der Maschinen durch bekannte elektromagnetische und mechanische Systemgleichungen hergeleitet. Dabei werden auch Nichtlinearitäten berücksichtigt, welche das Maschinenverhalten beeinflussen. Anschließend folgt eine differenzierte Betrachtung der ASM mit Kurzschlussläufer, FESM, PSM und SyRM anhand ihrer spezifischen Rotorbauweise und Funktionsweise. Abschließend wird die für den Betrieb erforderliche Leistungselektronik erläutert, wobei der Fokus auf der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung und der Vollbrücke zur Versorgung des Stator- bzw. Rotorkreises liegt. Diese Topologien werden im weiteren Verlauf der Arbeit sowohl für die Parameteridentifikation als auch für die Validierungsmessungen eingesetzt.

2.1 Drehfeldmaschinen

Elektrische Antriebe dienen der Energiewandlung zwischen elektrischer und mechanischer Domäne [S1, 41]. Im Betrieb erzeugt die um 120° phasenverschobene Bestromung der räumlich ebenfalls um 120° versetzten Statorwicklungen ein rotierendes Statorfeld konstanter Amplitude, welches im Rotor eine Kraftwirkung bzw. ein Drehmoment hervorruft. Dieses physikalische Grundprinzip ist für alle Maschinentypen identisch und ermöglicht somit eine einheitliche Beschreibung.

Die Ausführungen erfolgen dabei zunächst unter idealisierten Annahmen und vernachlässigen Sättigung, Verluste, Stromverdrängung und winkelabhängige Oberwellen. Eine schrittweise Auflösung dieser Vereinfachungen und die Überführung in die nichtlineare Modellierung erfolgen mit der Beschreibung der nichtlinearen Effekte in Kapitel 2.1.3 und der anschließenden elektromagnetischen Modellierung in Kapitel 2.1.4.

2.1.1 Aufbau und Funktionsweise

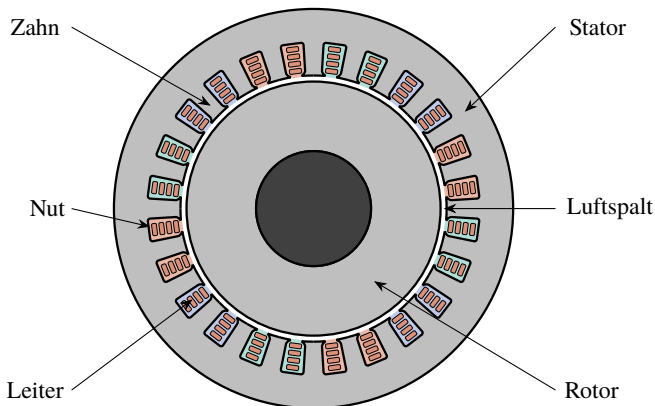


Abbildung 2.1: Geometrie einer DFM im Querschnitt mit $p = 2$

Der Aufbau der DFM wird in diesem Abschnitt exemplarisch anhand einer Radialflussmaschine mit Innenläufer dargestellt. Die vorgestellte Modellierung ist jedoch auf andere Maschinengeometrien wie Außenläufer oder Axialflussmaschinen übertragbar.

Elektrische Maschinen bestehen aus einem feststehenden Stator und einem drehbar gelagerten Rotor (siehe Abbildung 2.1). Zur Reduzierung der Eisenverluste sind Stator und Rotor aus axial geschichteten Elektroblechen aufgebaut. Im Stator befinden sich Nuten für die Statorwicklung. Je nach Aufbau des Stators liegen hier etwa die Rundleiter einer Runddraht-Einzugswicklung oder die rechteckigen Leiter der Hairpin-Wicklung. Die Verschaltung der einzelnen Leiter zu einem meist dreiphasigen System erfolgt an den axialen Enden der Maschine. Dieser Bereich wird auch als Wickelkopf bezeichnet. Abbildung 2.1 zeigt das Schnittbild für eine dreiphasige, verteilte Wicklung mit der Polpaarzahl $p = 2$. Diese Wicklungsform reduziert im Vergleich zur Einzelzahnwicklung die Oberwellen im Stator magnetfeld und eignet sich daher besonders für den Einsatz in einer ASM [42, 43]. Die Phasen U, V und W sind in Blau, Rot und Grün dargestellt. Diese Farbkonvention wird in allen weiteren Statorabbildungen beibehalten.

Der Rotor kann je nach Ausführung mit einem eigenen Wicklungssystem, Zähnen und Nuten oder auch mit Permanentmagneten und Lufttaschen ausgestattet sein. Eine detaillierte Beschreibung der Rotorgeometrien für die jeweiligen Maschinentypen erfolgt in Kapitel 2.1.4.

2.1.2 Definition des Bezugssystems

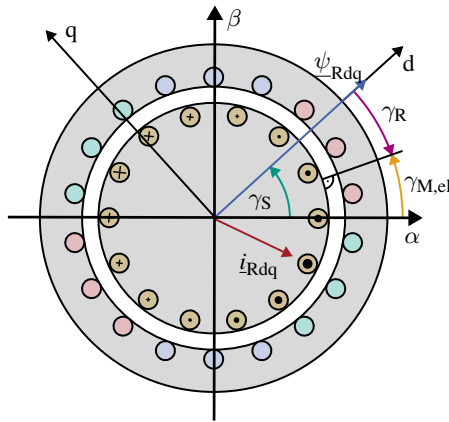


Abbildung 2.2: Definitionen der Winkel anhand der ASM $p = 1$

Die Regelung der unterschiedlichen elektrischen Maschinen wird jeweils in einem rotierenden Koordinatensystem (dq-System) durchgeführt, welches in Kapitel 2.1.4 beschrieben ist. Entsprechend erfolgt die Modellierung im gleichen Bezugssystem. Der Vorteil dieser Systembeschreibung besteht darin, dass die im statorfesten Koordinatensystem ($\alpha\beta_S$ -System) vorliegenden Wechselgrößen in Gleichgrößen transformiert werden können. Bei (quasi)-kontinuierlichen Verfahren kann so die Regelung vereinfacht und je nach Regelungsansatz zusätzlich auch deren Dynamik oder Entkopplung zwischen Drehmoment und Fluss verbessert werden. Jedoch ist auch eine Modellierung und Regelung im statorfesten Bezugssystem mit hoher Dynamik möglich [25, 26, 44].

Dafür werden zunächst die Winkel zwischen unterschiedlichen Bezugssystemen definiert, wie sie im Folgenden in der Modellierung und Regelung verwendet werden. Grundlage für die Beschreibung bildet die ASM, welche den allgemeinsten Fall darstellt.

Der Rotor weist hier aufgrund der Wicklungsanordnung keine fest vorgegebene magnetische Orientierung auf, somit können sich Strom- und Flussraumzeiger relativ zum Rotor in beliebiger Lage ausbilden. Die detaillierte Modellierung hierzu ist in Kapitel 2.1.4 zu finden.

Ausgehend von den Statorwicklungen wird das Basisbezugssystem am Stator ausgerichtet. Dieses statorfeste Bezugssystem besitzt die beiden Hauptachsen α und β , wobei die α -Achse an der Magnetfeldwirkung der ersten Statorwicklung U orientiert ist. Für die Regelung mit quasikontinuierlichen Reglern oder die Modellierung und Simulation von elektrischen Antrieben eignet sich ein rotierendes Bezugssystem, welches in dieser Arbeit als dq-System bezeichnet wird. Je nach Anwendung kann dieses Koordinatensystem mechanisch am Rotor [23], dem Statorfluss [25], dem Rotorfluss [22], dem Statorstrom [45] oder dem Rotorstrom [E2, 46] ausgerichtet sein.

Die Orientierung erfolgt in dieser Arbeit entweder am, aus der mechanischen Rotorlage abgeleiteten, elektrischen Rotorwinkel oder am Rotorfluss. Die zugehörigen Winkeldefinitionen sind in Abbildung 2.2 gezeigt. Hierbei ist der mechanische Winkel γ_M zum elektrischen Winkel $\gamma_{M,el}$ über die Polpaarzahl p skaliert.

$$\gamma_M = \frac{\gamma_{M,el}}{p} \quad (2.1)$$

γ_S bezeichnet den Transformationswinkel in das rotierende Bezugssystem, bezogen auf das statorfeste System. Dieser bezieht sich stets auf die elektrische Periode. γ_R ist die Winkeldifferenz zum rotororientierten System, bezogen auf den elektrischen Winkel.

$$\gamma_{M,el} = \gamma_S - \gamma_R \quad (2.2)$$

Zur Berechnung der Flusskennfelder der ASM kann zudem eine Ausrichtung am Rotorstromraumzeiger $\hat{i}_{Rdq}$ für die Finite-Elemente-Methode (FEM)-Berechnung erforderlich sein [E2]. Eine detaillierte Betrachtung dieses Verfahrens ist jedoch nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit.

Synchronmaschinen

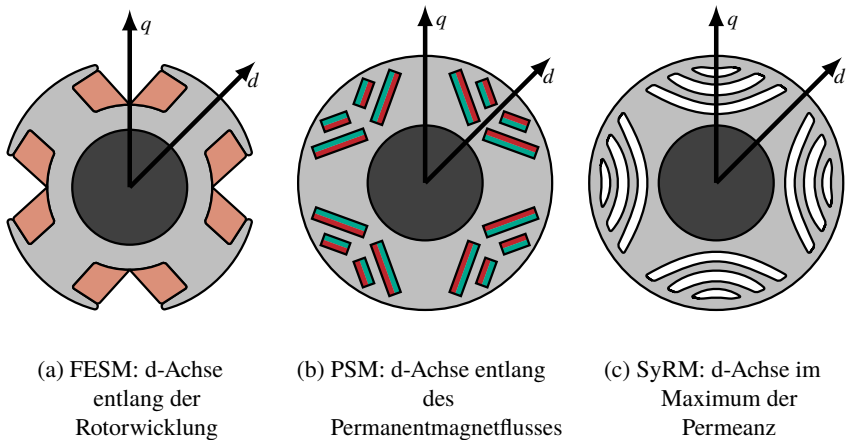


Abbildung 2.3: Definition des dq-Systems für die betrachteten Synchronmaschinen bei $p = 2$

Bei Synchronmaschinen ist das Koordinatensystem klassischerweise an der Rotorlage orientiert (siehe Abbildung 2.3). Bei der PSM und FESM wird die d-Achse entlang der Magnetisierungsrichtung der Permanentmagnete bzw. der Erregerwicklung ausgerichtet, während die q-Achse dazu um 90° versetzt ist. Bei der SyRM hingegen liegen die Achsen des Koordinatensystems entlang der maximalen und minimalen magnetischen Leitfähigkeit bzw. Permeanz, wobei die d-Achse im Maximum der Permeanz liegt.

Die d- und q-Komponenten der Ströme und Spannungen werden weitgehend entkoppelt, was die mathematische Beschreibung und die praktische Implementierung von Regelalgorithmen erheblich erleichtert. Der d-Strom wird primär zur Steuerung des magnetischen Flusses verwendet, während der q-Strom hauptsächlich für die Drehmomentbildung verantwortlich ist.

Im Betrieb wird die Lage des Koordinatensystems entweder durch einen mechanischen Geber oder durch ein Schätzverfahren bestimmt [47, 48].

Asynchronmaschine

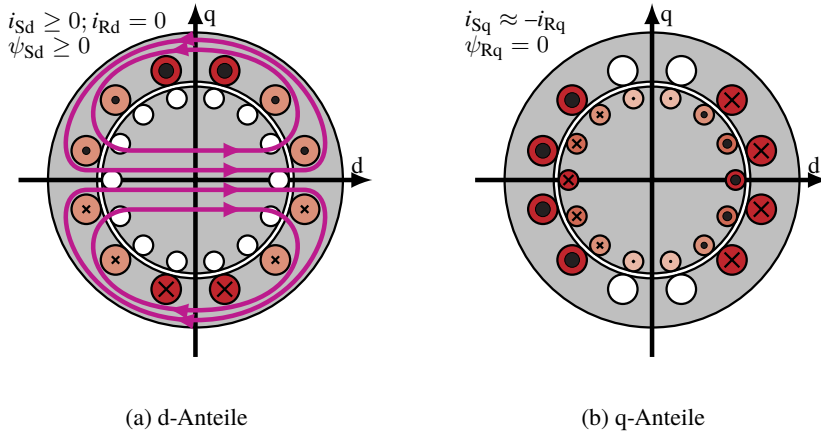


Abbildung 2.4: Definition des Bezugssystems der ASM im stationären Betrieb für die FOC bei $p = 1$ [S2, 49]

Im Gegensatz zu Synchronmaschinen erlaubt die ASM keine Orientierung an der Rotorgeometrie oder der Permeanz. Da in dieser Arbeit eine einheitliche Modellierung und Regelung angestrebt wird, muss das Koordinatensystem der ASM so gewählt werden, dass sich eine vergleichbare Systembeschreibung wie bei den Synchronmaschinen ergibt.

Betrachtet man die FESM als die allgemeinste Form der Synchronmaschinen, so entspricht hier die Rotororientierung gleichzeitig einer Rotorstromorientierung. Dieser Ansatz lässt sich auf die ASM mit Kurzschlussläufer übertragen und führt im stationären Betrieb zu einer vergleichbaren Systembeschreibung und ähnlichen Flussverkettungen [E2]. Der entscheidende Nachteil dieser Methode ist jedoch die hohe Dynamik der Rotorströme, insbesondere im transienten Betrieb. Eine Ausrichtung des Koordinatensystems auf den Rotorstrom würde in diesem Fall folglich zu einer ständigen und schnellen Änderung der Lage des Bezugssystems führen und somit die transiente Systemmodellierung und Regelung deutlich erschweren.

Dennoch existieren spezifische Anwendungsfälle, bei denen eine Rotorstromorientierung vorteilhaft genutzt werden kann. Bei der doppelt gespeisten ASM kann die Regelung in Rotorstromorientierung erfolgen, da hier der zusätzliche Rotorsteller eine direkte Beeinflussung des Rotorstroms und somit eine Stabilisierung des rotorstromorientierten Bezugssystems ermöglicht [46]. Ebenso kann für die Berechnung von Flusskennfeldern der ASM mittels FEM-Simulation eine Orientierung am Rotorstromzeiger i_{Rdq} vorteilhaft sein, um den Rechenaufwand zu reduzieren [E2].

Für die in dieser Arbeit angestrebte allgemeine Modellierung wird daher eine Orientierung des Bezugssystems an langsam veränderlichen Größen angestrebt, welche eine ähnliche Form der Entkopplung von Drehmoment und magnetischem Fluss bieten wie bei Synchronmaschinen. Hier ist die Rotorflussorientierung als Basis für die FOC Standard für die Regelung von ASM und wird entsprechend auch in dieser Arbeit verwendet [22]. Das Prinzip der Ausrichtung des rotorflussorientierten Bezugssystems ist in Abbildung 2.4 für den stationären Zustand dargestellt.

Der Vorteil dieser Methode liegt im inhärenten Tiefpassverhalten des Rotorflusses. Um den Rotorfluss in der d-Achse zu ändern, muss zunächst der Statorfluss geändert werden. Dies führt zu einem Rotorstrom, welcher der Flussänderung entgegenwirkt und im Anschluss durch den Rotorwiderstand abgebaut wird. Der Rotorfluss folgt somit einem Tiefpassverhalten, welches im Gegensatz zur Rotorstromorientierung die Dynamik der Bezugssystemänderung begrenzt. Im stationären Zustand ist infolgedessen in der d-Achse kein Rotorstrom vorhanden, sodass der Statorfluss durch den Rotor geführt wird. Da der Statorfluss vom d-Strom des Stators erzeugt wird, hängt der Rotorfluss somit direkt vom stationären Sd-Strom i_{Sd} ab. Durch die Wahl des Koordinatensystems ergibt sich zudem kein Rotorfluss in der q-Achse, weshalb der Statorfluss der q-Achse ausschließlich dem Streufluss entspricht.

2.1.3 Nichtlineare Effekte

In einem Antriebssystem gibt es eine Vielzahl von Einflussfaktoren, die in der Modellierung und Regelung berücksichtigt werden können. Diese Arbeit konzentriert sich auf die wesentlichen physikalischen Effekte, welche das Verhalten einer elektrischen Maschine im niedrigen Drehzahlbereich dominieren. Dazu gehören die magnetische Sättigung, die Stromverdrängung sowie die räumlichen Oberwellen der Flussverkettung.

Die Eisenverluste werden in der Modellbildung zur Regelung in Kapitel 4 zwar vernachlässigt, ihr potenzieller Einfluss während der Parameteridentifikation wird jedoch in Kapitel 3 diskutiert und durch die Messmethodik minimiert. Eine Erweiterung des Regelalgorithmus ist zudem aufgrund der gewählten Modellstruktur grundsätzlich möglich, etwa durch das Ergänzen der Lookup-Tables (LUTs) um eine zusätzliche Frequenz- bzw. Drehzahldimension.

Nichtlineare Magnetisierung und Sättigungseffekte

In der einfachsten Form der Modellierung elektrischer Maschinen wird ein linearer Zusammenhang zwischen der magnetischen Flussdichte $\vec{B}$ und der magnetischen Feldstärke $\vec{H}$ vorausgesetzt. Dabei erfolgt die Beschreibung mithilfe der magnetischen Feldkonstante μ_0 und unter der Annahme einer über den gesamten Betriebsbereich konstanten relativen Permeabilität μ_r .

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \vec{H} \quad (2.3)$$

Insbesondere bei magnetisch hoch ausgenutzten Elektromotoren, wie in Traktionsantrieben, ist dieser Zusammenhang jedoch stark nichtlinear, sodass die magnetische Sättigung nicht mehr vernachlässigt werden kann (siehe Abbildung 2.5). Die Modellierung kann beispielsweise in der FEM mittels Magnetisierungskurven der flussführenden Materialien erfolgen. Das Verhältnis zwischen Flussdichte und Feldstärke wird auch hier durch μ_r angegeben, das jedoch bei ferromagnetischen Materialien allgemein eine Funktion der magnetischen Feldstärke ist.

$$\mu_r = f(H) \quad (2.4)$$

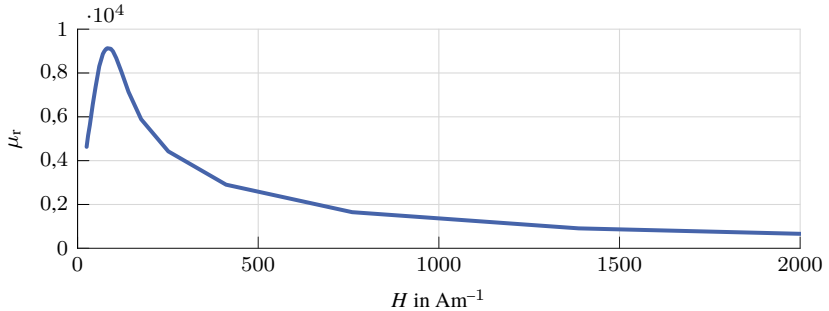


Abbildung 2.5: Relative Permeabilität von M235-35A Elektroblech bei 200 Hz [D1]

Wird ein ferromagnetischer Stoff einem externen Magnetfeld ausgesetzt, richten sich die magnetischen Momente im Material entlang des externen Feldes aus. Dieser Effekt führt zu einer Verstärkung des externen Magnetfeldes.

Bei hohen Feldstärken tritt jedoch eine Sättigung des Materials ein, welche die Verstärkung begrenzt. Die relative Permeabilität μ_r von M235-35A Elektroblech in Abhängigkeit der magnetischen Feldstärke H , wie sie beispielsweise in elektrischen Antrieben verwendet wird, ist in Abbildung 2.5 dargestellt. In elektrischen Maschinen wird der Zusammenhang zwischen Strom und Flussverkettung üblicherweise durch einen Proportionalitätsfaktor, die Induktivität, beschrieben.

$$\psi(i) = L \cdot i \quad (2.5)$$

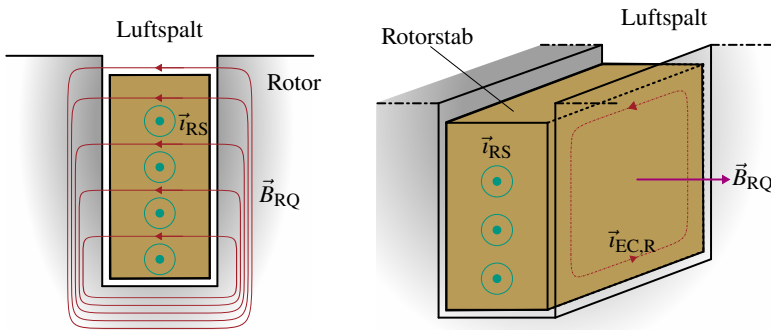
Tritt im Flusspfad Sättigung auf, werden die Induktivität oder die Flussverkettung häufig als Funktion des Stroms in Form von Lookup-Tabellen dargestellt. Hierbei unterscheidet man zwischen der Kleinsignalinduktivität am Arbeitspunkt (differentielle Induktivität) und der Sekanteninduktivität. Letztere beschreibt das Verhältnis zwischen Flussverkettung und Strom in Abhängigkeit des Stroms.

$$\psi(i) = L(i) \cdot i \quad (2.6)$$

Stromverdrängung

Ist ein stromdurchflossener Leiter einem zeitlich veränderlichen Magnetfeld ausgesetzt, kommt es zu einer inhomogenen Stromdichte Verteilung im Leiter. Dies erhöht den wirksamen elektrischen Widerstand im Leiter. Bei Synchronmaschinen führt dies mit steigender Drehzahl bzw. elektrischer Frequenz des Statorfeldes in den Wicklungen des Stators zu einer Erhöhung des Widerstands.

Da der Fokus der Modellbildung auf dem Betrieb bei niedrigen Drehzahlen liegt, wird der Einfluss der Stromverdrängung auf den Statorwiderstand, unabhängig vom Maschinentyp, in der Modellierung vernachlässigt. Eine Erweiterung des in dieser Arbeit vorgestellten Modells durch LUTs für den Statorwiderstand ist jedoch mit geringem Aufwand realisierbar und erlaubt somit grundsätzlich die Berücksichtigung dieses Effekts. In der ASM ist die Stromverdrängung insbesondere bei höheren Frequenzen im Rotor relevant. Im Betrieb wird durch ein zeitlich veränderliches Nutquerfeld $\vec{B}_{RQ}$ ein Wirbelstrom $\vec{i}_{EC,R}$ in den Rotorstäben induziert.



(a) Streuflussdichte eines Rotorstabs

(b) Wirbelstrom im Rotorstab

Abbildung 2.6: a) Stromverdrängungseffekt in einem Rotorstab durch das Rotor-Querfeld $\vec{B}_{RQ}$ und b) dadurch induzierter Wirbelstrom $\vec{i}_{EC,R}$ nach [50]

Der Strom wird dabei in Richtung der Oberfläche des Rotors verdrängt, wodurch sich die effektive Leiterquerschnittsfläche verringert und der Rotorwiderstand ansteigt [50]. Zudem führt der Wirbelstrom zu einer Abnahme des Nutstrefenfelds und somit der Rotorstreuinduktivität in Abhängigkeit der Schlupffrequenz [50]. In der Modellierung wird ausschließlich der Rotorwiderstand berücksichtigt, da dieser maßgeblich für das dynamische Verhalten der ASM verantwortlich ist.

Winkelabhängigkeit der Flussverkettung

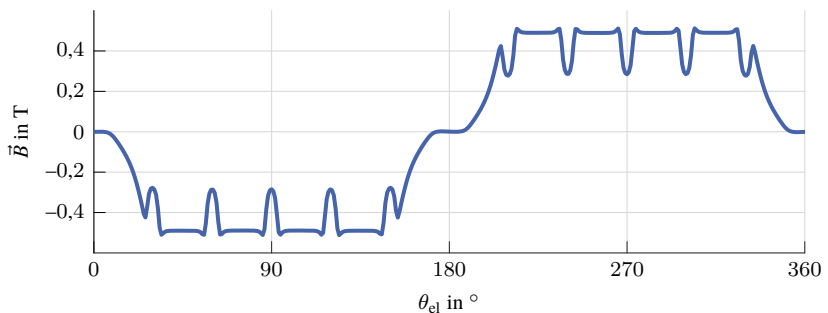


Abbildung 2.7: Magnetische Flussdichte $\vec{B}$ im Luftspalt im statorfesten Bezugssystem über eine elektrische Periode [E7]

Die Winkelabhängigkeiten in den Flussverkettungen entstehen durch eine Überlagerung von Stator- und Rotoreffekten. Im Stator führt dessen Geometrie zwangsläufig zu einer winkelabhängigen Beziehung zwischen Strom und Flussverkettung. Dies hat mehrere Ursachen:

Zum einen ist das Wicklungssystem im Stator punktuell in den Nuten eingebracht, was zu Sprüngen in der magnetischen Flussdichte im Luftspalt im Bereich der Nuten führt. Die Ausprägung dieser Sprünge hängt vom Wicklungsschema bzw. der Wicklungsanordnung ab. Zum anderen wird der magnetische Fluss hauptsächlich über die Statorzähne geführt, was ebenfalls zu einer Winkelabhängigkeit des Flusspfades beiträgt.

In Abbildung 2.7 ist dies exemplarisch für eine PSM dargestellt. Die Grundwelle der Flussdichte im Luftspalt entsteht durch das Zusammenwirken der im Rotor angeordneten Permanentmagnete und der stromdurchflossenen Statorwicklungen.

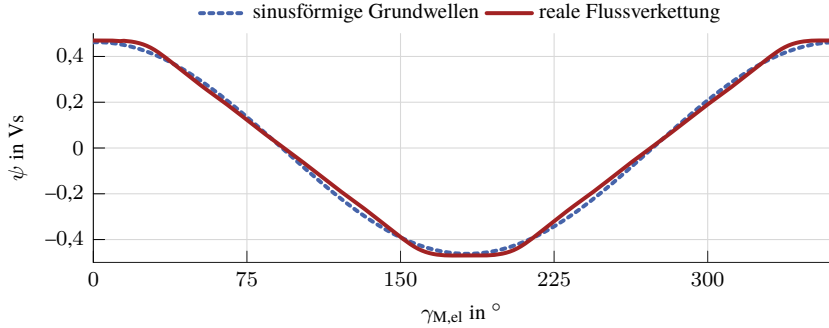


Abbildung 2.8: Magnetische Statorflussverkettung ψ in Abhängigkeit der Rotorlage $\gamma_{M,el}$ [E7]

Sie weist im statorfesten Bezugssystem entlang des Rotorumfangs θ_{el} über eine elektrische Periode eine sinusförmige räumliche Verteilung auf. Der Verlauf zeigt zudem charakteristische negative Peaks, die auf die verringerte Permeanz der Statornuten zurückzuführen sind. Ändert sich die Rotorposition, verschiebt sich die Grundwelle der Flussdichte entsprechend um $\gamma_{M,el}$. Die Position der Statorwicklungen und Nuten ist jedoch unveränderlich, weshalb sich auch die Lage der dadurch hervorgerufenen Oberwellen nicht in Abhängigkeit von $\gamma_{M,el}$ ändert.

Für die Regelung von elektrischen Antrieben ist jedoch nicht die Flussdichte, sondern die Flussverkettung entscheidend. Diese beschreibt die Summe aller magnetischen Flüsse, die durch die von den einzelnen Windungen aufgespannten Flächen verlaufen. Unter der Annahme, dass der Fluss durch alle Statorwindungen w_S identisch ist, kann die Flussverkettung über das Flächenintegral der Flussdichte, skaliert mit der Windungszahl w_S , berechnet werden.

$$\psi(\gamma_{M,el}) = \iint_A \vec{B}(\theta_{el}, \gamma_{M,el}) \cdot w_S dA \quad (2.7)$$

Der Verlauf der resultierenden Flussverkettung in Abhängigkeit der Rotorlage $\gamma_{M,el}$ ist in Abbildung 2.8 dargestellt.

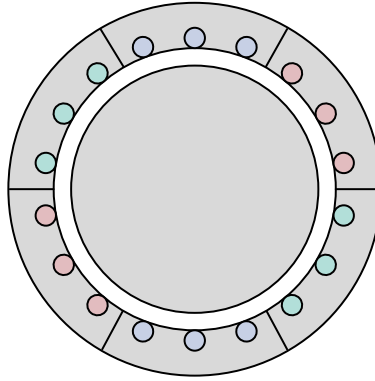


Abbildung 2.9: Schnittbild einer dreiphasigen Maschine mit den eingezeichneten Zonen des Stators [S3]

Auch wenn die Flussverkettung im Vergleich zur Flussdichte nun deutlich weniger Oberwellen aufweist, weicht der reale Verlauf dennoch von einem ideal sinusförmigen Verlauf ab. Diese Abweichung führt zu Oberschwingungen im Drehmoment (siehe Kapitel 2.1.6) sowie in den induzierten Spannungen und Strömen (siehe Kapitel 2.1.4). Die Beschreibung kann in derselben Form auf alle Maschinentypen ausgeweitet werden. Hierbei muss jedoch grundsätzlich zwischen Synchronmaschinen und der ASM unterschieden werden.

Bei Synchronmaschinen rotiert der Rotor im stationären Betrieb mit derselben Winkelgeschwindigkeit wie die Grundwelle der magnetischen Flussdichte im Luftspalt. Entsprechend wird die Flussverkettung von der Wicklungsposition des Stators dominiert und weist ausschließlich eine Abhängigkeit von der Rotorlage auf. Im statorfesten Koordinatensystem einer symmetrischen, dreiphasigen ($m_S = 3$) Synchronmaschine ergibt sich aufgrund der Anordnung von je zwei Leiterseiten pro Phase eine räumliche Periodizität von sechs identischen Durchflutungszonen (siehe Abbildung 2.9). Mittels der Fourieranalyse können die dominanten Ordnungen im Spektrum bestimmt werden ν_S [50]:

$$\nu_S = 1 \pm 2 \cdot m_S \cdot g \quad g \in \mathbb{N} \quad (2.8)$$

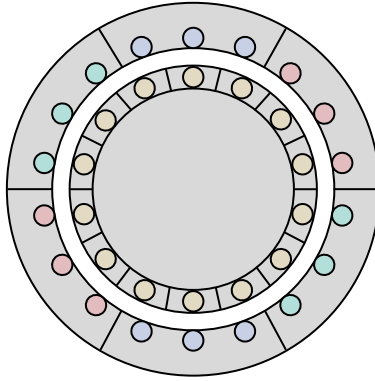


Abbildung 2.10: Schnittbild einer ASM mit den eingezeichneten Zonen im Stator und Rotor [S3]

Die Entstehung von Oberwellen im Rotor der ASM lässt sich analog zur Entstehung von Oberwellen im Stator erklären. Auch im Rotor findet der Stromfluss konzentriert in den Rotorstäben statt, während die Permeanz im Blechpaket zwischen den Rotorstäben höher ist. Selbst bei einer ideal sinusförmigen räumlichen Verteilung der Rotorstabströme führt dies zu einer nicht sinusförmigen Verteilung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt. Da die Rotorströme in der ASM vom ebenfalls oberwellenbehafteten Statorfeld hervorgerufen werden, kommt es zudem auch zu räumlichen Oberwellen in den Rotorstabströmen. Analog zum Stator kann auch der Rotor in einzelne Zonen konstanter Durchflutung unterteilt werden, wobei jeder Rotorstab eine Zone bildet (siehe Abbildung 2.10). Die Anzahl der Rotorstäbe Z_R zusammen mit der Polpaarzahl p bestimmt die räumliche Periodizität des Rotors und beeinflusst damit die Ordnungszahl ν_R der Oberwellen im Rotor [E2, 50].

$$\nu_R = \nu_S \pm \frac{Z_R}{p} \cdot g \quad g \in \mathbb{N} \quad (2.9)$$

Wird im Betrieb der ASM ein generatorisches oder motorisches Drehmoment gestellt, so folgt der Rotorfluss nicht mehr dem mechanischen Rotorwinkel, sondern rotiert mit der Schlupfwinkelgeschwindigkeit ω_R relativ zum Rotor.

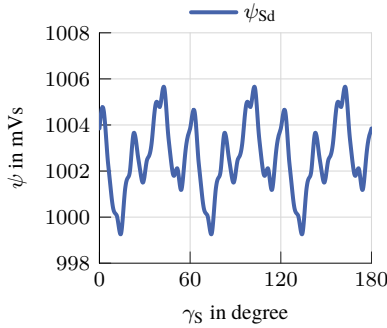
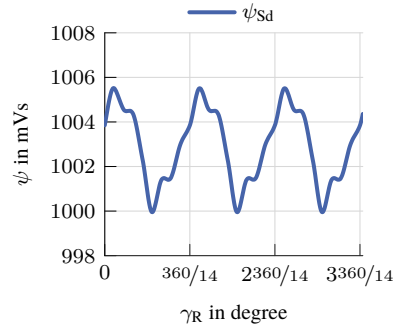

 (a) Oberwellen in Abhängigkeit von γ_S
für $\gamma_R = 0^\circ$

 (b) Oberwellen in Abhängigkeit von γ_R
für $\gamma_S = 0^\circ$

 Abbildung 2.11: Oberwellen von ψ_{Sd} der ASM in Abhängigkeit von Rotorfluss- und Rotorlage [E9]

Dies führt zu einer Änderung der elektromagnetischen Verhältnisse in Abhängigkeit vom mechanischen Lagewinkel und der Lage des Rotorflusses. Sind die Rotorflusslage und Statorströme konstant, so ergibt sich die identische Flussverkettung, wenn der Rotor um ganzzahlige Vielfache einer Rotorstabsabteilung $\Delta\gamma_R$ verdreht wird.

$$\Delta\gamma_R = \frac{360^\circ}{Z_R} \quad (2.10)$$

Entsprechend bilden sich im Vergleich zu den Synchronmaschinen bei der ASM im Betrieb zusätzlich Seitenbandharmonische in den Flussverkettungen aus. Diese Seitenbandharmonischen sind abhängig von der Rotorgeometrie und müssen in der Regelung und Modellierung beachtet werden. In Abbildung 2.11 ist dies beispielhaft anhand einer ASM mit 14 Rotorstäben ($Z_R = 14$) pro elektrischer Periode gezeigt. Die Daten wurden mittels statischer FEM Simulation für $i_{Sd} = 20$ A und $i_{Sq} = -10$ A erzeugt [E2]. Abbildung 2.11 (a) bestätigt die erwartete 60° -Periodizität der statorabhängigen Oberwellen als Funktion von γ_S . Im Gegensatz dazu zeigt Abbildung 2.11 (b) die Oberwellen in Abhängigkeit des Rotorwinkels γ_R , deren Periodizität der Rotorstabsabteilung von $360^\circ/14$ folgt.

2.1.4 Elektromagnetische Modellierung

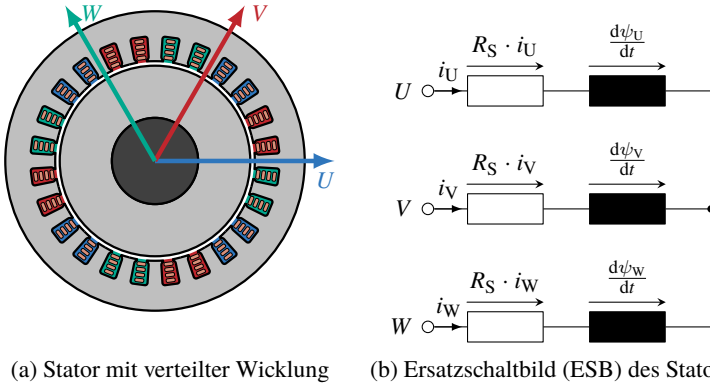
Im Folgenden wird zunächst das elektromagnetische Modell des Stators beschrieben. Die Funktionsweise der einzelnen Maschinen erfolgt gemeinsam mit der Modellierung des Rotors. Bei der Modellbildung werden zunächst vereinfachend folgende Annahmen getroffen:

- Die Wicklung besitzt drei symmetrische Stränge, wie es bei den meisten umrichterbetriebenen Maschinen der Fall ist. Höhere Strangzahlen können ähnlich behandelt werden [51], sind jedoch nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit.
- Die Stränge sind im Stern verschaltet, der Sternpunkt ist nicht angeschlossen. Dies trifft ebenfalls auf die meisten Antriebe zu. Im Gegensatz zur Dreieckschaltung kann in der Sternschaltung kein Nullstrom in der Maschine auftreten, welcher je nach Betriebspunkt zu zusätzlichen Drehmomentanteilen und Verlusten führen kann. Eine Erweiterung der Modellbildung auf im Dreieck verschaltete Maschinen kann auf Basis von [52] erfolgen.
- Alterungs- und Temperatureinflüsse, Eisenverluste, Stromverdrängung sowie kapazitive Verschiebestrome werden vernachlässigt. Dies dient insbesondere der Übersichtlichkeit der Modellierung und Beschreibung des Regelalgorithmus. Um die Einflüsse dieser Effekte in der Modellierung zu berücksichtigen, kann das Ersatzschaltbild nach [4] modifiziert werden. Der Einfluss auf die Flussverkettung kann zudem über eine Dimensionserweiterung der Flusskennfelder abgebildet werden [E1].

Ausgehend von den Annahmen lassen sich anhand des gezeigten Aufbaus aus Abbildung 2.1 die Modellgleichungen für den Stator aufstellen.

$$u_x = R_S \cdot i_x + \frac{d\psi_x}{dt} \quad x \in \{U, V, W\} \quad (2.11)$$

Die Statorspannung u_x setzt sich aus einem ohmschen und einem induktiven Teil zusammen. Ersterer wird durch den Wicklungswiderstand R_S und den jeweiligen Strangstrom i_x verursacht. Der Widerstand wird dabei in allen drei Strängen als gleich angenommen. Der induktive Spannungsanteil $\frac{d\psi_x}{dt}$ repräsentiert die Gegenspannung, welche nach dem Induktionsgesetz durch eine Änderung der magnetischen Flussverkettung ψ_x eines Stranges hervorgerufen wird.



(a) Stator mit verteilter Wicklung (b) Ersatzschaltbild (ESB) des Stators

Abbildung 2.12: (a) Stator einer DFM mit eingezeichneten Wicklungsachsen der einzelnen Stränge und (b) das daraus entwickelte ESB

Die Änderung der Flussverketzung kann sowohl durch die Änderung des Strang- oder Rotorstroms $\frac{d\psi_x}{dt} = f(i)$ als auch durch eine Feldänderung aufgrund der Rotorposition $\frac{d\psi_x}{dt} = f(\omega_S)$ verursacht werden. Für die im Stern verschaltete Maschine ergibt sich so das Ersatzschaltbild des Stators gemäß Abbildung 2.12 (b).

Um die Komplexität zu reduzieren, werden Raumzeigertransformationen durchgeführt, welche die bisher berechneten Wechselgrößen auf einen komplexen Raumzeiger $\underline{x}_{\alpha\beta}$ abbilden.

$$\underline{x}_{uvw} \mapsto \underline{x}_{\alpha\beta} \quad (2.12)$$

Die Raumzeigertransformationen werden für Ströme, Spannungen und Flussverkettungen gleichermaßen durchgeführt.

Die Statorspannungsgleichungen (2.11) lassen sich mit der amplitudeninvarianten Raumzeigertransformation in ein statorfestes Koordinatensystem überführen. Diese Transformation ist in der internationalen Fachwelt aufgrund der prominenten Veröffentlichung von Edith Clarke auch als „Clarke-Transformation“ bekannt [53].

$\underline{x}_{\alpha\beta}$ ergibt sich so aus der geometrischen Addition der einzelnen Größen unter Berücksichtigung der räumlichen Anordnung bezogen auf die α -Achse.

$$\angle(x_{\alpha}, x_U) = 0^{\circ} \quad (2.13)$$

$$\angle(x_{\alpha}, x_V) = 120^{\circ} \quad (2.14)$$

$$\angle(x_{\alpha}, x_W) = 240^{\circ} \quad (2.15)$$

Entsprechend ergibt sich für $\underline{x}_{\alpha\beta}$:

$$\underline{x}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \left(x_U + x_V \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_W \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.16)$$

Eine geometrische Darstellung der Transformation ist in Abbildung 2.13 (a) gegeben. Für ein dreiphasiges System mit sinusförmigen, um 120° phasenverschobenen Größen kann $\underline{x}_{\alpha\beta}$ als um den Ursprung rotierender Raumzeiger in der komplexen Ebene visualisiert werden.

Um eine mathematisch äquivalente Beschreibung der Stranggrößen zu erhalten, muss zusätzlich die Nullkomponente betrachtet werden. Diese berechnet sich als Mittelwert der drei Stranggrößen [53].

$$x_0 = \frac{1}{3} (x_U + x_V + x_W) \quad (2.17)$$

Geometrisch kann die Nullkomponente als Raumzeiger betrachtet werden, der aus der Bildebene Abbildung 2.13 (a) hinausragt [54]. Wie eingangs beschrieben, kann die Stromnullkomponente bei einer im Stern verschalteten Maschine ohne angeschlossenen Sternpunkt nicht auftreten und wird daher in dieser Arbeit nicht berücksichtigt.

Im nächsten Schritt wird der rotierende Raumzeiger mit einer weiteren Koordinatentransformation in einen stehenden Raumzeiger in einem rotierenden Bezugssystem transformiert. Die direkte Transformation von sinusförmigen Phasengrößen auf den stehenden Raumzeiger $\underline{x}_{dq}$ wird auch als Park-Transformation bezeichnet [23].

$$\underline{x}_{\alpha\beta} = \underline{x}_{dq} \cdot e^{j\gamma_S} \quad (2.18)$$

Die Definition des Transformationswinkels γ_S ist dabei maßgeblich für die Modellbildung und Regelung der verschiedenen Maschinentypen und ist in Kapitel 2.1.2 genauer erläutert.

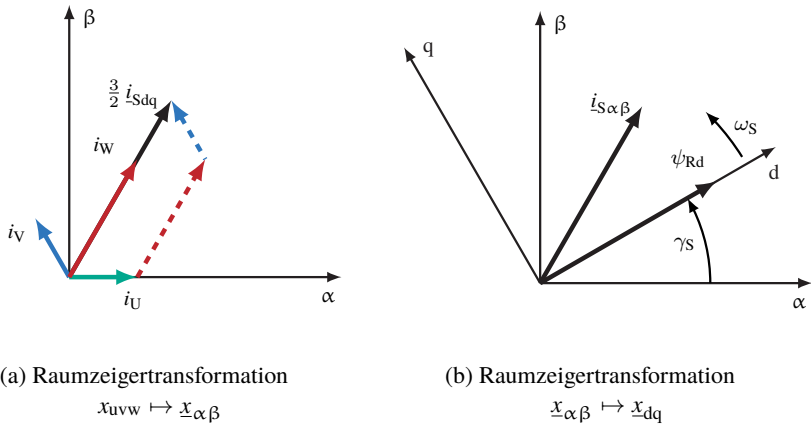


Abbildung 2.13: Geometrische Darstellung der Raumzeigertransformationen

Durch die Transformation ergibt sich ein stehender Raumzeiger in einem rotierenden Bezugssystem (siehe Abbildung 2.13 (b)). Je nach Definition von γ_S ist das Bezugssystem entweder an der Rotorlage (Synchronmaschinen) oder der Rotorflusslage (ASM) orientiert. Werden die Transformationen (2.16) und (2.18) auf die Statorspannungsgleichung (2.11) für einen beliebig definierten Winkel γ_S angewendet, so ergeben sich die Spannungsgleichungen im mitrotierenden dq-Koordinatensystem.

$$\underline{u}_{Sdq} = R_S \cdot \underline{i}_{Sdq} + \frac{d}{dt}(\underline{\psi}_{Sdq}) + j\omega_S \underline{\psi}_{Sdq} \quad (2.19)$$

Für die Regelung können die Gleichungen nach Real- und Imaginärteil bzw. d- und q-Komponente aufgeteilt werden. Dadurch ergibt sich ein System aus zwei skalaren Gleichungen.

$$u_{Sd} = R_S \cdot i_{Sd} + \frac{d\psi_{Sd}}{dt} - \omega_S \cdot \psi_{Sq} \quad (2.20)$$

$$u_{Sq} = R_S \cdot i_{Sq} + \frac{d\psi_{Sq}}{dt} + \omega_S \cdot \psi_{Sd} \quad (2.21)$$

wobei für die Winkelgeschwindigkeit ω_S gilt:

$$\omega_S = \frac{d\gamma_S}{dt} \quad (2.22)$$

Die Statorspannungsgleichungen sind für alle Maschinen, welche in dieser Arbeit betrachtet werden, identisch. Der jeweilige Maschinentyp wird allein durch den Rotoraufbau definiert.

Als Grundlage der Rotor-Modellierung wird auch hier ein dreiphasiges Wicklungssystem angenommen. Auf dieser Basis kann eine einheitliche Beschreibung verschiedener Maschinentypen erfolgen. Durch die Anpassung an spezifische Maschinenmerkmale lässt sich eine konsistente mathematische Darstellung für Asynchron- und Synchronmaschinen ableiten, ohne die Gleichungen grundlegend zu ändern.

Die Herleitung der Rotorspannungsgleichungen kann somit analog zu den Statorspannungsgleichungen erfolgen. Für ein beliebig orientiertes Bezugssystem ergibt sich entsprechend folgendes Gleichungssystem:

$$u_{Rd} = R_R \cdot i_{Rd} + \frac{d\psi_{Rd}}{dt} - \omega_R \cdot \psi_{Rq} \quad (2.23)$$

$$u_{Rq} = R_R \cdot i_{Rq} + \frac{d\psi_{Rq}}{dt} + \omega_R \cdot \psi_{Rd} \quad (2.24)$$

die Definition von ω_R ist dabei analog zu ω_S .

$$\omega_R = \frac{d\gamma_R}{dt} \quad (2.25)$$

Wird der Rotor in einem rotororientierten Bezugssystem konstant bestromt, so wird $\omega_R = 0 \text{ rad/s}$. Als Folge ergeben sich für die Gleichungen (2.23)-(2.24) dieselben Strukturen wie bei einer Synchronmaschine.

Wie im Folgenden gezeigt, folgt auch die ASM in Rotorflussorientierung mathematisch derselben Struktur für die Spannungsgleichungen, wobei hier aufgrund des kurzgeschlossenen Käfigläufers am Rotor keine Stellspannung anliegt. Die Flussverkettung für eine allgemeine Maschine mit dreiphasiger Rotor- und Statorwicklung in einem beliebig orientierten Bezugssystem weist unter Berücksichtigung von Winkelabhängigkeiten somit fünf Freiheitsgrade auf.

Für die gewählten Bezugssysteme stellt die ASM in Rotorflussorientierung den allgemeinsten Fall dar. Hier lassen sich die Flussverkettungen als Abbildung mit folgenden Abhängigkeiten beschreiben:

$$f_{\psi} : \mathbb{R}^5 \rightarrow \mathbb{R}^5, \quad (2.26)$$

$$(i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}, i_{\text{Rd}}, \gamma_{\text{M,el}}, \gamma_{\text{R}}) \mapsto (\psi_{\text{Sd}}, \psi_{\text{Sq}}, \psi_{\text{Rd}}, \gamma_{\text{M,el}}, \gamma_{\text{R}})$$

Hierbei werden die magnetischen Nichtlinearitäten in Form von Sättigung und Kreuzsättigung sowie die räumlichen Oberwellen der Flussverkettungen durch die Abhängigkeit der Abbildung von Stator- und Rotorwinkel $\gamma_{\text{M,el}}, \gamma_{\text{R}}$ modelliert.

Je nach Maschinentyp und dem gewählten Bezugssystem ergeben sich anschließend spezifische Randbedingungen und Anpassungen, die eine Dimensionsreduktion der Kennfelder ermöglichen und die Spannungsgleichungen vereinfachen. Daher werden im Folgenden die Besonderheiten der einzelnen Maschinentypen anhand des Rotors erläutert.

Für die folgende Systembeschreibung sind sämtliche Induktivitäten grundsätzlich auf die Statorseite bezogen. Größen, die sich auf den Rotor beziehen, werden dabei mit dem Zusatz $x^{(r)}$ gekennzeichnet.

Fremderregte Synchronmaschine

Die FESM (Abbildung 2.14) zeichnet sich durch eine Erregerwicklung im Rotor aus, welche über Schleifringe oder mittels eines induktiven Übertragers mit einem meist konstanten Strom gespeist wird. Der Rotorfluss ψ_{Rdq} kann dabei im Gegensatz zu den anderen Maschinentypen zusätzlich durch die Stellspeisung im Rotor beeinflusst werden. Dieser kann in Abhängigkeit von der aktuellen Drehzahl und dem gewünschten Drehmoment angepasst werden, um unter anderem die Rotorverluste zu minimieren. Dies führt insbesondere im Feldschwächbereich zu Vorteilen, da zur Feldschwächung im Vergleich zur PSM lediglich ein geringer negativer i_{Sd} benötigt wird.

Wie auch die anderen Synchronmaschinen wird die FESM im rotorfesten Bezugssystem beschrieben. Somit ergibt sich das Drehmoment in Abhängigkeit der Rotorlage zum Statorfeld. Die Modellierung des Rotors erfolgt im rotorfesten Koordinatensystem. Die Orientierung des Koordinatensystems ist in Abbildung 2.14 gezeigt.

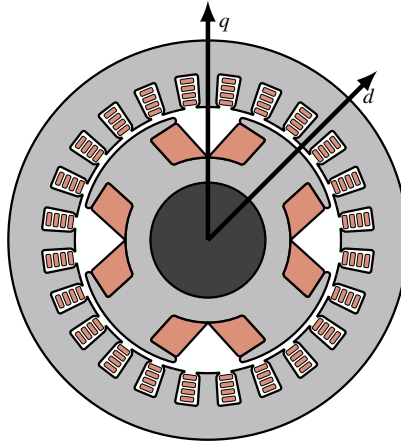


Abbildung 2.14: Schnittbild einer FESM

Bei isolierter Betrachtung des Rotors ergibt sich so nur ein Rotorfluss ψ_{Rd} und Rotorstrom i_{Rd} in der d-Achse. Für die mathematische Modellierung der FESM werden die Rotor- und Statorspannungsgleichungen entsprechend der Randbedingungen angepasst. Da die q-Achse des Rotors keine Wicklung besitzt, gilt somit

$$i_{Rq} \stackrel{\text{def}}{=} 0 \text{ A} \quad (2.27)$$

$$u_{Rq} \stackrel{\text{def}}{=} 0 \text{ V} \quad (2.28)$$

Des Weiteren ist, wie bei allen Synchronmaschinen, die Schlupffrequenz $\omega_R = 0 \text{ rads}^{-1}$. Entsprechend können (2.20)–(2.24) für die vollständige elektromagnetische Beschreibung der FESM vereinfacht werden.

$$u_{Sd} = R_S \cdot i_{Sd} + \frac{d\psi_{Sd}}{dt} - \omega_S \cdot \psi_{Sq} \quad (2.29)$$

$$u_{Sq} = R_S \cdot i_{Sq} + \frac{d\psi_{Sq}}{dt} + \omega_S \cdot \psi_{Sd} \quad (2.30)$$

$$u_{Rd} = R_R \cdot i_{Rd} + \frac{d\psi_{Rd}}{dt} \quad (2.31)$$

Hierbei ist zu beachten, dass sich der physikalische Rotorstrom der Erregerwicklung i_e vom Rotorstrom i_{Rd} des allgemeinen dreiphasigen Maschinenmodells durch den Faktor $2/3$ unterscheidet:

$$i_{Rd} = \frac{2}{3} \cdot i_e \quad (2.32)$$

Bei den Spannungen ist hingegen keine Unterscheidung notwendig. Es gilt

$$u_{Rd} = u_e \quad (2.33)$$

Die Ursache liegt darin, dass bei der FESM lediglich eine Wicklung in der d-Achse des Rotors vorhanden ist, während im allgemeinen Fall von einem dreiphasigen Wicklungssystem ausgegangen wird.

Dieses äquivalente dreiphasige Wicklungssystem soll dabei dieselbe Durchflutung Θ und Flussverkettung ψ aufweisen wie die einphasige Rotorwicklung. Die gesamte Rotordurchflutung kann durch vektorielle Addition der Rotorwicklungssysteme berechnet werden. Das Prinzip kann vereinfacht am Beispiel von Zylinderspulen im Rotor beschrieben werden. Die Durchflutung einer Spule ist hierbei definiert als:

$$\Theta = N \cdot i \quad (2.34)$$

Für die Gegenüberstellung der Rotorwicklung der FESM mit einem dreiphasigen Rotorwicklungssystem werden drei räumlich um 120° phasenverschobene Spulen mit einer einzelnen Spule in der Phase U verglichen. Alle besitzen dieselbe Windungszahl N . Die Rotorwicklung der FESM liegt hierbei in der d-Achse bzw. α -Achse des Rotors, weshalb die Beschreibung auch nur hierfür erfolgt.

$$\Theta_\alpha = N \cdot (i_U - \frac{1}{2}i_V - \frac{1}{2}i_W) \quad (2.35)$$

Unter Anwendung der amplitudeninvarianten Raumzeigertransformation können die Phasenströme durch i_{Rd} substituiert werden:

$$\Theta_\alpha = N \cdot \frac{3}{2} i_{Rd} \quad (2.36)$$

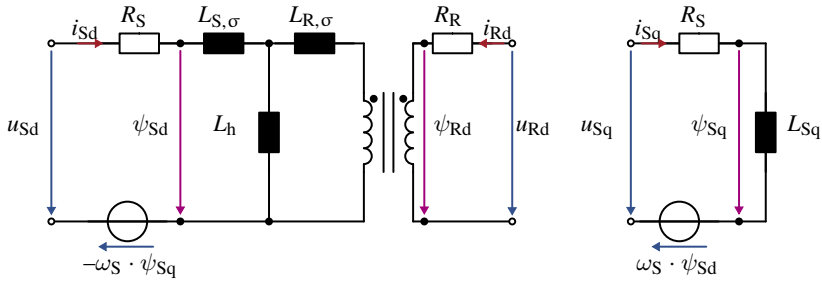


Abbildung 2.15: Ersatzschaltbild der FESM im dq-System

Für den Vergleich der beiden Wicklungssysteme folgt somit entsprechend:

$$N \cdot i_e = N \cdot \frac{3}{2} i_{Rd} \quad (2.37)$$

$$i_e = \frac{3}{2} i_{Rd} \quad (2.38)$$

Bei der Berechnung der Flussverkettung erfolgt keine vektorielle Addition, sondern eine Projektion. Der Grund dafür ist, dass nur ein einziger magnetischer Flussvektor alle Spulen durchdringt. Da die Flussverkettung und damit auch deren zeitliche Ableitung in beiden Wicklungssystemen übereinstimmen soll, ergibt sich für die Spannung:

$$u_e = u_{Rd} = \frac{d\psi_{Rd}}{dt} \quad (2.39)$$

Die Ausführung ist hierbei angelehnt an [55], in welcher diese Untersuchung für die PSM durchgeführt wurde. Eine ausführliche Herleitung für die FESM befindet sich auch in [20].

Die transformatorische Kopplung in der d-Achse zwischen Stator und Rotor wird insbesondere in der linearen Näherung der Flussverkettungen deutlich und zeigt sich auch im Ersatzschaltbild der FESM in Abbildung 2.15. Zur vereinfachten Darstellung wird hier, wie auch im Ersatzschaltbild, von einem transformatorischen Übersetzungsverhältnis von 1 ausgegangen. Alternativ muss eine Umrechnung auf Stator- oder Rotorgrößen erfolgen.

Während die Flussverkettung der q-Achse ψ_{Sq} proportional zu i_{Sq} ist, hängen die Flussverkettungen der d-Achse jeweils von i_{Sd} und i_{Rd} ab. Die Hauptinduktivität L_h , welche für die Kopplung zwischen Stator und Rotor sorgt, ist dabei deutlich größer als die jeweiligen Streuinduktivitäten $L_{S,\sigma}$ und $L_{R,\sigma}$.

$$\begin{pmatrix} \psi_{Sd} \\ \psi_{Sq} \\ \psi_{Rd} \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} L_h + L_{S,\sigma} & 0 & L_h \\ 0 & L_{Sq} & 0 \\ L_h & 0 & L_h^{(r)} + L_{R,\sigma}^{(r)} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \\ i_{Rd} \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

Unter Berücksichtigung von magnetischer Sättigung, Kreuzsättigung und räumlichen Oberwellen (siehe Kapitel 2.1.3) können im Allgemeinen die Flussverkettungen einer FESM durch eine Abbildung vom Strom- auf den Flussraum beschrieben werden.

$$f_\psi : \mathbb{R}^4 \rightarrow \mathbb{R}^4, (i_{Sd}, i_{Sq}, i_{Rd}, \gamma_{M,el}) \mapsto (\psi_{Sd}, \psi_{Sq}, \psi_{Rd}, \gamma_{M,el}) \quad (2.41)$$

Hierbei besteht f_ψ aus unabhängigen Abbildungen für jede Flusskomponente und dem Rotorpositionswinkel $\gamma_{M,el}$.

$$f_\psi(i_{Sd}, i_{Sq}, i_{Rd}, \gamma_{M,el}) = \begin{pmatrix} f_{\psi_{Sd}}(i_{Sd}, i_{Sq}, i_{Rd}, \gamma_{M,el}) \\ f_{\psi_{Sq}}(i_{Sd}, i_{Sq}, i_{Rd}, \gamma_{M,el}) \\ f_{\psi_{Rd}}(i_{Sd}, i_{Sq}, i_{Rd}, \gamma_{M,el}) \\ \gamma_{M,el} \end{pmatrix} \quad (2.42)$$

Da eine analytische Beschreibung der einzelnen Abbildungen für hoch ausgenutzte Antriebe in der Praxis nicht realisierbar ist, werden diese in der Regelung durch Kennfelder dargestellt. Abbildung 2.16 zeigt die entsprechenden Kennfelder der FESM. Die Daten wurden mithilfe von FEM-Simulationen nicht nur in Abhängigkeit der Statorströme, sondern zusätzlich auch für unterschiedliche Rotorströme ermittelt und werden in dieser Form in der Regelung verwendet.

Die Kennfelder zeigen in allen Achsen deutliche Nichtlinearitäten infolge von Sättigungseffekten einschließlich Kreuzsättigung. Die Maschine weist somit die typischen Merkmale eines magnetisch hoch ausgenutzten Antriebs auf, wie er beispielsweise in der Automobilindustrie eingesetzt wird.

Aufgrund der ausgeprägten Nichtlinearitäten stellt dies den anspruchsvollsten Anwendungsfall dar, in dem die Vorteile einer kennfeldbasierten Modellbildung und Regelung durch eine höhere Modelltreue und Regelgüte gegenüber linearen Ansätzen besonders deutlich werden.

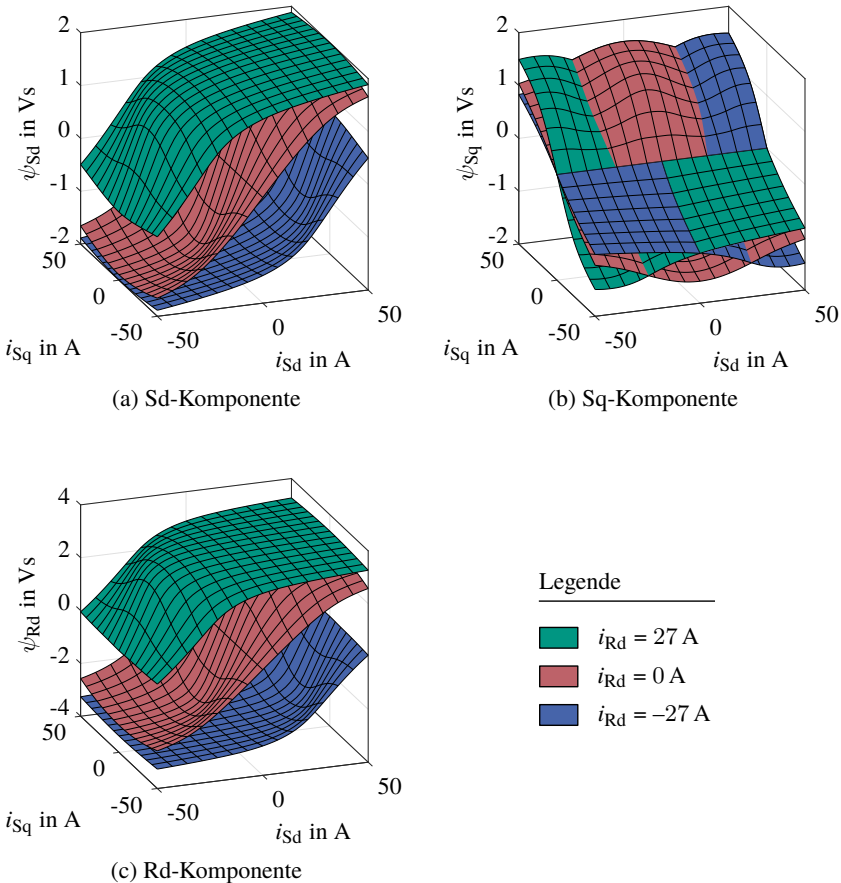


Abbildung 2.16: Kennfelder der Flussverkettungen der FESM [S1]

Permanentterregte Synchronmaschine

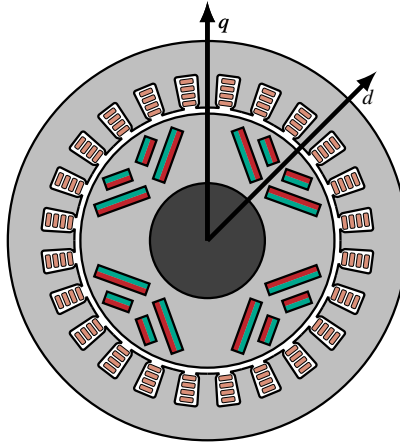


Abbildung 2.17: Schnittbild einer PSM

Die PSM (siehe Abbildung 2.17) zeichnet sich durch Permanentmagnete im Rotor aus, welche das Rotormagnetfeld erzeugen. Im Vergleich zur FESM entfällt somit die Möglichkeit, das Rotorfeld direkt durch den Rotorstrom i_{Rd} zu beeinflussen.

Ausgehend von der Modellierung der FESM kann die PSM auch als Spezialfall einer FESM mit konstantem, positivem Rotorstrom betrachtet werden.

$$\frac{di_{Rd}}{dt} \stackrel{\text{def}}{=} 0 \text{ As}^{-1} \quad (2.43)$$

Da der Regler keinen Einfluss auf den (fiktiven) Rotorstrom hat, kann die Rotorspannungsgleichung (2.31) entfallen. Die Modellierung erfolgt somit ausschließlich mit den Statorspannungsgleichungen (2.29) und (2.30). Das resultierende Ersatzschaltbild ist in Abbildung 2.18 dargestellt.

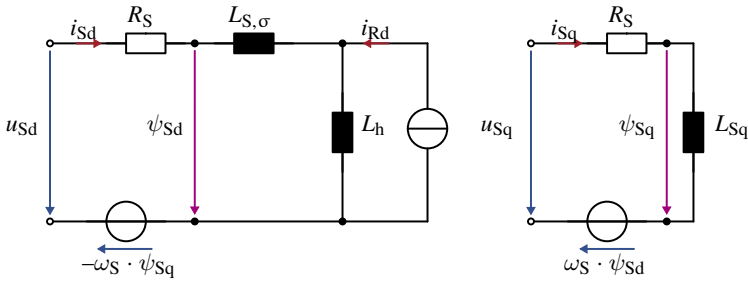


Abbildung 2.18: Ersatzschaltbild der PSM im dq-System

Da die Rotorflussverkettung nicht direkt messbar bzw. durch einen Rotorsteller direkt beeinflussbar ist, entfällt diese ebenfalls in der Betrachtung. Somit ergibt sich für die lineare Näherung der Flussverkettungen:

$$\begin{pmatrix} \psi_{Sd} \\ \psi_{Sq} \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} L_h + L_{S,\sigma} & 0 & L_h \\ 0 & L_{Sq} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \\ i_{Rd} \end{pmatrix} \quad (2.44)$$

$$= \begin{pmatrix} L_{Sd} & 0 \\ 0 & L_{Sq} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \psi_{PM} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.45)$$

Die Flussverkettung des Permanentmagneten kann somit auch als

$$\psi_{PM} = L_h \cdot i_{Rd} \quad (2.46)$$

betrachtet werden. Unter Berücksichtigung von magnetischer Sättigung sowie Kreuzsättigung und räumlichen Oberwellen (siehe Kapitel 2.1.3) können auch hier die Flussverkettungen der PSM durch eine Abbildung vom Strom- auf den Flussraum beschrieben werden. Durch den Wegfall der Rotorspannungsgleichung entfällt die Rotorflussverkettung. Aufgrund des konstanten Rotorstroms reduziert sich die Abbildung für die PSM auf drei Dimensionen:

$$f_\psi : \mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{R}^3, (i_{Sd}, i_{Sq}, \gamma_{M,el}) \mapsto (\psi_{Sd}, \psi_{Sq}, \gamma_{M,el}) \quad (2.47)$$

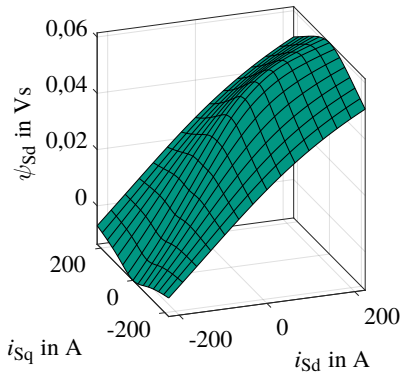
f_ψ ist dabei identisch zu (2.42), wobei die Rotordimension entfällt.

$$f_\psi(i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}, \gamma_{\text{M,el}}) = \begin{pmatrix} f_{\psi_{\text{Sd}}}(i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}, \gamma_{\text{M,el}}) \\ f_{\psi_{\text{Sq}}}(i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}, \gamma_{\text{M,el}}) \\ \gamma_{\text{M,el}} \end{pmatrix} \quad (2.48)$$

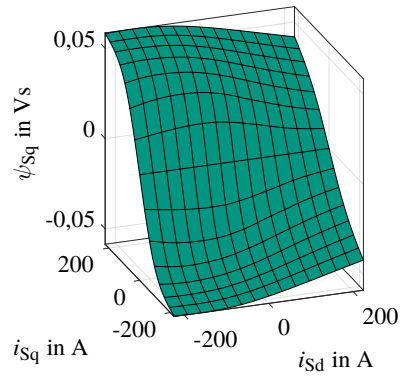
In Abbildung 2.19 sind die Flusskennfelder der Traktionsmaschine *ETI-S01-30-20* aus [56] gezeigt. Die in Traktionsanwendungen geforderte hohe Leistungs- und Drehmomentdichte führt auch hier zu einem magnetisch hoch ausgenutzten Design, das entsprechend starke Nichtlinearitäten aufgrund von Sättigung und Kreuzsättigung aufweist. Da eine analytische oder linearisierte Beschreibung des Maschinenverhaltens nur eingeschränkt möglich ist, wird in der Praxis meist auf eine kennfeldbasierte Modellbildung und Regelung zurückgegriffen [1, 4].

Die Darstellung von ψ_{Rd} dient der formalen Vereinheitlichung der Flussabbildung und des Regelalgorithmus. Die Rotorflussverkettung ist bei der PSM aufgrund des konstanten fiktiven Rotorstroms nicht von einem zusätzlichen Freiheitsgrad abhängig und folgt somit direkt aus den Statorgrößen. Da ψ_{Rd} in der Regelung weder direkt messbar noch unabhängig beeinflussbar ist, wird dieser in Kennfeldern zu 0 Vs gewählt und ermöglicht so eine vereinfachte Umsetzung der einheitlichen Codebasis.

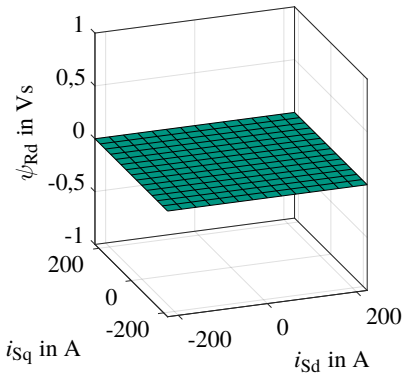
Für eine physikalisch äquivalente Darstellung kann alternativ ein geschätzter Rotorfluss oder der Permanentmagnetfluss ψ_{PM} als Referenzwert verwendet werden.



(a) Sd-Komponente



(b) Sq-Komponente



(c) Rd-Komponente

Legende

$i_{Rd} = 0$ A

Abbildung 2.19: Kennfelder der Flussverkettungen der in [56] entwickelten PSM [S1]

Synchrone Reluktanzmaschine

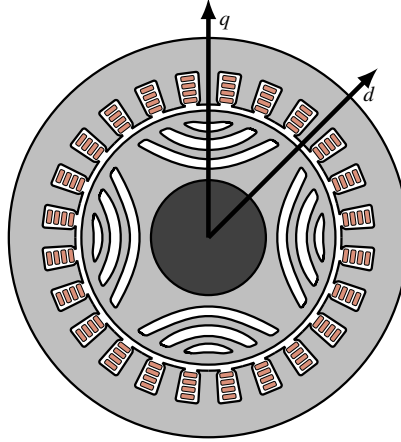


Abbildung 2.20: Schnittbild einer SyRM

Im Vergleich zur PSM stellt die SyRM eine weitere Vereinfachung dar, da im Rotor zusätzlich die Permanentmagnete entfallen (siehe Abbildung 2.20). Die Maschine lässt sich ebenfalls vollständig durch die Statorspannungsgleichungen (2.29) und (2.30) der FESM beschreiben. Durch den Wegfall des Permanentmagneten im Rotor kann die SyRM auch als FESM mit

$$i_{Rd} \stackrel{\text{def}}{=} 0 \text{ A} \quad (2.49)$$

modelliert werden. Das zugehörige Ersatzschaltbild ist in Abbildung 2.21 dargestellt. Wie bei der PSM wird die Rotorflussverkettung nicht explizit modelliert, da die Rotorspannungsgleichung entfällt. Die lineare Näherung der Flussverkettungen ergibt sich entsprechend zu:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \psi_{Sd} \\ \psi_{Sq} \end{pmatrix} &\approx \begin{pmatrix} L_h + L_{S,\sigma} & 0 & L_h \\ 0 & L_{Sq} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \\ 0 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} L_{Sd} & 0 \\ 0 & L_{Sq} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.50)$$

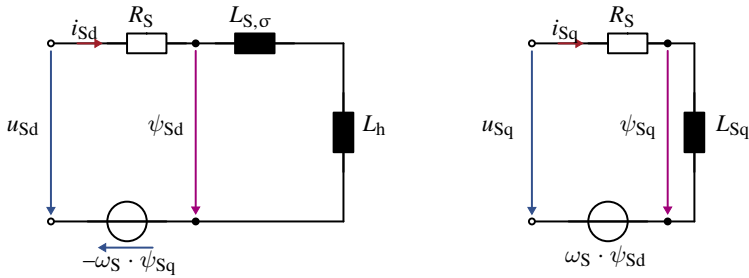
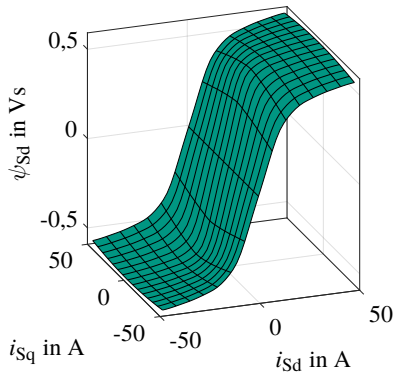


Abbildung 2.21: Ersatzschaltbild der SyRM im dq-System

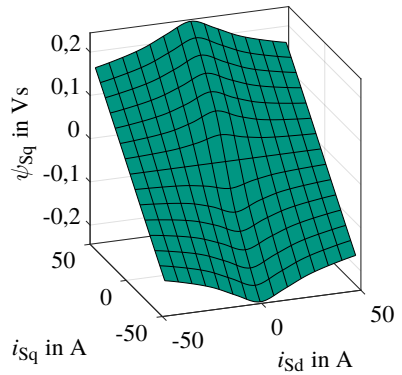
Die nichtlinearen Flussverkettungen der SyRM können analog zur PSM (Gleichung (2.48)) modelliert werden, da sie dieselben Abhängigkeiten aufweisen. Sie stellen auch hier eine dreidimensionale Abbildung dar, die im Folgenden durch Kennfelder (siehe Abbildung 2.22) beschrieben wird.

$$f_\psi : \mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{R}^3, (i_{Sd}, i_{Sq}, \gamma_{M,el}) \mapsto (\psi_{Sd}, \psi_{Sq}, \gamma_{M,el}) \quad (2.51)$$

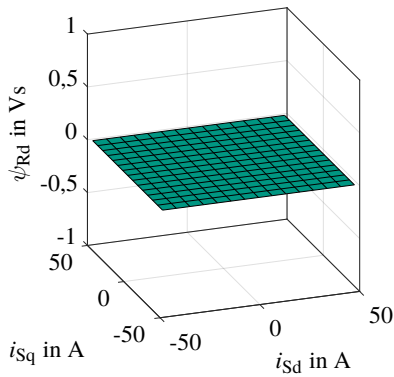
Das Kennfeld der SyRM wurde mittels der Open-Source-Entwicklungsplattform *SyR-e Drive* erstellt [57]. Wie auch bei den anderen Maschinentypen ist hier ein magnetisch hoch ausgenutzter Antrieb zu sehen, welcher ausgeprägte Nichtlinearitäten in Form von Sättigung und Kreuzsättigung aufweist. Dies stellt entsprechend hohe Anforderungen an die Regelung und Modellbildung, um das Systemverhalten möglichst präzise nachzubilden. Im Gegensatz zur PSM sind die Kennfelder durch den Wegfall des Permanentmagnetflusses punktsymmetrisch zum Ursprung. Die Rotorflussverkettung wird wie bei der PSM ebenfalls auf 0 Vs gesetzt.



(a) Sd-Komponente



(b) Sq-Komponente



(c) Rd-Komponente

Legende

$i_{Rd} = 0 \text{ A}$

Abbildung 2.22: Kennfelder der Flussverkettungen für die SyRM [S1]

Asynchronmaschine

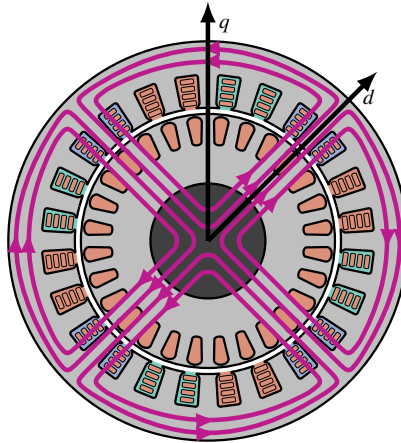


Abbildung 2.23: Schnittbild einer ASM mit Kurzschlussläufer

In dieser Arbeit wird ausschließlich die ASM mit Kurzschlussläufer betrachtet (siehe Abbildung 2.23). Eine Erweiterung der Modellbildung auf doppelt-gepeiste ASM mit zusätzlichem Rotorsteller ist jedoch in konsistenter Form möglich. Im Gegensatz zur FESM besitzt die ASM keine Erregerwicklung im Rotor, sondern ein kurzgeschlossenes und rotationssymmetrisches Wicklungssystem (siehe Abbildung 2.23). Es gilt somit:

$$u_{Rd} \stackrel{\text{def}}{=} 0 \quad (2.52)$$

$$u_{Rq} \stackrel{\text{def}}{=} 0 \quad (2.53)$$

Da die Rotorgrößen der ASM üblicherweise nicht direkt messbar sind, erfolgt die Systembeschreibung vollständig mit auf die Statorseite bezogenen Größen. Das Rotormagnetfeld wird dabei nicht durch einen separaten Erregerstrom oder Permanentmagnete erzeugt, sondern ausschließlich indirekt über das Statorwicklungssystem beeinflusst. Ein grundlegender Unterschied zu Synchronmaschinen besteht darin, dass bei der ASM das elektromagnetische Drehmoment nur bei einem von null verschiedenen Schlupf erzeugt werden kann.

Der Schlupf bewirkt eine Relativgeschwindigkeit zwischen dem rotierenden Statorfeld und den Rotorleitern, wodurch in den Rotorstäben Ströme induziert werden, die mit dem Statorfeld ein elektromagnetisches Drehmoment erzeugen. Im stationären Betrieb mit motorischem oder generatorischem Drehmoment dreht sich der Rotor folglich geringfügig langsamer oder schneller als das Statorfeld.

Der Rotor, welcher als Kurzschlussläufer ausgeführt ist, weist Q_R Rotornuten auf, in welchen jeweils ein Rotorstab liegt. Diese sind jeweils am axialen Ende des Rotors kurzgeschlossen und bilden so ein $m_R = Q_R/2$ strängiges Wicklungssystem. Die Modellierung der einzelnen Rotorstäbe des Kurzschlussläufers basiert auf [50, 58, 59].

Wie die Statorwicklung lässt sich auch die Rotorwicklung in ein rotorfestes Koordinatensystem überführen. Dazu wird die m_R -strängige Transformation aus [58] um den Vorfaktor der amplitudeninvarianten Clarke-Transformation erweitert [60].

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{R\alpha\beta_R,1} \\ \dot{i}_{R\alpha\beta_R,2} \\ \vdots \\ \dot{i}_{R\alpha\beta_R,m_R} \end{bmatrix} = \frac{2}{m_R} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \underline{b} & \dots & \underline{b}^{m_R-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \underline{b}^{m_R-1} & \dots & \underline{b}^{(m_R-1) \cdot (m_R-1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{i}_{RS,1} \\ \vec{i}_{RS,2} \\ \vdots \\ \vec{i}_{RS,m_R} \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Hierbei berücksichtigt $\underline{b}$ die räumliche Lage der m_R Rotorstränge. Entsprechend gilt:

$$\underline{b} = e^{\frac{j \cdot 2 \cdot \pi}{m_R}} \quad (2.55)$$

Aufgrund der Symmetrie und des Aufbaus des Kurzschlussläufers können sich im Rotor $m_R/2 - 1$ unterschiedliche Stromkomponenten ausbilden [E2]. Diese Stromkomponenten entstehen durch die Änderung des Statorfeldes relativ zum Rotor. Da die Grundwelle im Statorfeld dominiert, führt dies zu einer räumlichen Verteilung der Rotorstabströme, die näherungsweise sinusförmig ist. Dabei ist die Grundwellen-Stromkomponente $\dot{i}_{R\alpha\beta_R,2}$ dominant [E2].

Für die Modellierung wird daher eine rein sinusförmige räumliche Verteilung der Rotorstabströme über den Rotorumfang angenommen. Diese kann dementsprechend ausschließlich durch eine Grundwellen-Stromkomponente beschrieben werden und ergibt, wie bereits für den Stator, ein dreisträngiges Ersatzschaltbild im Rotor.

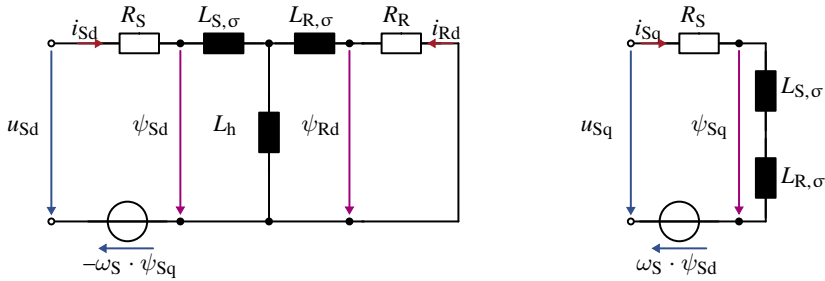


Abbildung 2.24: Ersatzschaltbild der ASM im dq-System

Die Modellierung des äquivalenten dreiphasigen Rotorsystems erfolgt entsprechend wie im Stator durch zwei Systemgleichungen.

Somit ergibt sich ein System aus vier Gleichungen, welches die gesamte ASM beschreibt. Für eine Orientierung an einem beliebigen Koordinatensystem werden die Rotorspannungen der allgemeinen Maschinengleichungen (2.20)–(2.24) aufgrund der kurzgeschlossenen Rotorwicklung zu null gesetzt.

$$u_{Sd} = R_S \cdot i_{Sd} + \frac{d\psi_{Sd}}{dt} - \omega_S \cdot \psi_{Sq} \quad (2.56)$$

$$u_{Sq} = R_S \cdot i_{Sq} + \frac{d\psi_{Sq}}{dt} + \omega_S \cdot \psi_{Sd} \quad (2.57)$$

$$u_{Rd} \stackrel{\text{def}}{=} 0 \text{ V} = R_R \cdot i_{Rd} + \frac{d\psi_{Rd}}{dt} - \omega_R \cdot \psi_{Rq} \quad (2.58)$$

$$u_{Rq} \stackrel{\text{def}}{=} 0 \text{ V} = R_R \cdot i_{Rq} + \frac{d\psi_{Rq}}{dt} + \omega_R \cdot \psi_{Rd} \quad (2.59)$$

Wird das Koordinatensystem am Rotorfluss ausgerichtet, gilt zudem:

$$\psi_{Rq} \stackrel{\text{def}}{=} 0 \quad (2.60)$$

Entsprechend können die Spannungsgleichungen vereinfacht und das zugehörige Ersatzschaltbild abgeleitet werden (siehe Abbildung 2.24).

$$u_{Sd} = R_S \cdot i_{Sd} + \frac{d\psi_{Sd}}{dt} - \omega_S \cdot \psi_{Sq} \quad (2.61)$$

$$u_{Sq} = R_S \cdot i_{Sq} + \frac{d\psi_{Sq}}{dt} + \omega_S \cdot \psi_{Sd} \quad (2.62)$$

$$u_{Rd} \stackrel{\text{def}}{=} 0 \text{ V} = R_R \cdot i_{Rd} + \frac{d\psi_{Rd}}{dt} \quad (2.63)$$

$$u_{Rq} \stackrel{\text{def}}{=} 0 \text{ V} = R_R \cdot i_{Rq} + \omega_R \cdot \psi_{Rd} \quad (2.64)$$

Hierbei ist der Rotorflusswinkel γ_S durch Gleichung (2.64) definiert, welche auch im Strommodell Anwendung findet.

Ist γ_S bekannt, kann die ASM vollständig durch die Spannungsgleichungen (2.61)-(2.63) beschrieben werden. Diese sind identisch mit denen der FESM (siehe (2.29)-(2.31)) und beschreiben vollständig das Zeitverhalten aller Flusskomponenten. Der Unterschied liegt hier lediglich in der Rotorspannung u_{Rd} , die bei der ASM aufgrund des Käfigläufers 0 V beträgt. Entsprechend kann die ASM somit auch als eine FESM mit kurzgeschlossener Rotorwicklung betrachtet werden.

Die Flussverkettungen der linearen Maschine können analog zu denen der Synchronmaschinen beschrieben werden. Dabei verhalten sich die d-Wicklungen vergleichbar mit einem Transformator mit kurzgeschlossener Sekundärwicklung.

$$\begin{pmatrix} \psi_{Sd} \\ \psi_{Sq} \\ \psi_{Rd} \\ 0 \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} L_h + L_{S,\sigma} & 0 & L_h & 0 \\ 0 & L_h + L_{S,\sigma} & 0 & L_h \\ L_h & 0 & L_h + L_{R,\sigma} & 0 \\ 0 & L_h & 0 & L_h + L_{R,\sigma} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \\ i_{Rd} \\ i_{Rq} \end{pmatrix} \quad (2.65)$$

Im linearen Fall wird deutlich, dass das System vollständig durch die Stromkomponenten i_{Sd} , i_{Sq} und i_{Rd} bzw. die zugehörigen Flussverkettungen bestimmt ist. Sind diese vorgegeben, erzeugen sie eine entsprechende q-Flussverketung im Rotor.

In der Rotorflussorientierung ist ψ_{Rq} per Definition 0 Vs. Entsprechend folgt für den Rotorstrom i_{Rq} .

$$i_{Rq} = -\frac{L_h}{L_h + L_{R,\sigma}} \cdot i_{Sq} \quad (2.66)$$

Da durch die Zusatzbedingung das Gleichungssystem der ASM überbestimmt ist, kann die Gleichung (2.64) entfallen. Dadurch reduziert sich das Gleichungssystem der ASM in Rotorflussorientierung (RFO) auf das Gleichungssystem der FESM.

Unter Berücksichtigung von Sättigung und räumlichen Oberwellen ergibt sich für die ASM wie in Kapitel 2.1.3 eine zusätzliche Winkelabhängigkeit im Vergleich zur FESM. Die Ursache liegt dabei in der Rotation des Rotorfelds relativ zum Rotor, wodurch sich kontinuierlich die räumliche Verteilung der Stromkomponenten zur Rotorflussposition wie auch der magnetische Pfad ändern.

$$f_{\psi} : \mathbb{R}^5 \rightarrow \mathbb{R}^5, \\ (i_{Sd}, i_{Sq}, i_{Rd}, \gamma_{M,el}, \gamma_R) \mapsto (\psi_{Sd}, \psi_{Sq}, \psi_{Rd}, \gamma_{M,el}, \gamma_R) \quad (2.67)$$

Wie auch bei der FESM besteht die bijektive Abbildung der Flussverkettungen aus fünf skalaren Funktionen, welche nachfolgend in Form von Kennfeldern beschrieben werden.

$$f_{\psi}(i_{Sd}, i_{Sq}, i_{Rd}, \gamma_{M,el}, \gamma_R) = \begin{pmatrix} f_{\psi_{Sd}}(i_{Sd}, i_{Sq}, i_{Rd}, \gamma_{M,el}, \gamma_R) \\ f_{\psi_{Sq}}(i_{Sd}, i_{Sq}, i_{Rd}, \gamma_{M,el}, \gamma_R) \\ f_{\psi_{Rd}}(i_{Sd}, i_{Sq}, i_{Rd}, \gamma_{M,el}, \gamma_R) \\ \gamma_{M,el} \\ \gamma_R \end{pmatrix} \quad (2.68)$$

Zusätzlich zu den beschriebenen Winkelabhängigkeiten und der Sättigung kommt es im Rotor zu Stromverdrängung. Diese führt zu einer Erhöhung des Rotorwiderstands in Abhängigkeit der Schlupffrequenz ω_R und der Flussverkettung [61, 62]. Anhand der Gleichungen (2.64) kann die Winkelgeschwindigkeit wie folgt beschrieben werden:

$$\omega_R = -\frac{i_{Rq} \cdot R_R}{\psi_{Rd}} \approx \frac{i_{Sq} \cdot R_R}{\psi_{Rd}} \quad (2.69)$$

Ist die Streuinduktivität $L_{R,\sigma}$ klein im Vergleich zu L_h , so kann der Rotorstrom i_{Rq} durch den negativen Statorstrom i_{Sq} genähert werden (siehe Gleichung (2.66)). Im stationären Betrieb ist der Rotorstrom i_{Rd} vollständig abgeklungen. Somit gilt:

$$\frac{d\psi_{Rd}}{dt} \approx 0 \text{ V} \quad (2.70)$$

$$i_{Rd} \approx 0 \quad (2.71)$$

Der Rotorfluss hängt somit primär vom Statorstrom der d-Achse ab:

$$\psi_{Rd} \approx i_{Sd} \quad (2.72)$$

Im stationären Betrieb hängt die Schlupffrequenz von den Statorströmen i_{Sd} und i_{Sq} ab, wobei sie für kleine d-Stromamplituden ansteigt. Für den magnetisch linearen Fall kann der Zusammenhang im stationären Betrieb durch folgende Näherung verdeutlicht werden:

$$\omega_R \approx \frac{R_R}{L_h} \frac{i_{Sq}}{i_{Sd}} \quad (2.73)$$

Auch hier wird angenommen, dass $L_{R,\sigma} \ll L_h$. Da auch die Flussverkettungen von den Statorströmen abhängen, kann der Rotorwiderstand für den stationären Betrieb vereinfacht als Funktion der Statorströme beschrieben werden, wobei diese Abhängigkeit implizit auch die Frequenzeinflüsse berücksichtigt.

$$R_R = f_{R_R}(i_{Sd}, i_{Sq}) \quad (2.74)$$

Es wird hier ebenfalls auf eine analytische Modellierung verzichtet und die Daten werden nachfolgend in Form von Kennfeldern (siehe Abbildung 2.25) beschrieben. Auch hier wurde ein Maschinendesign gewählt, welches ausgeprägte Nichtlinearitäten aufweist, um den Vorteil der Modellierung und Regelung zu verdeutlichen. Im Unterschied zu den zuvor gezeigten Maschinentypen ist jedoch die Kreuzsättigung der ASM aufgrund der RFO nur gering ausgeprägt. Die Ursache liegt in der geringen Amplitude der Flussverkettung in der q-Achse.

Da in der RFO $\psi_{Rq} \stackrel{\text{def}}{=} 0$ gefordert wird, entspricht ψ_{Sq} lediglich dem Streufluss, welcher in etwa eine Größenordnung unterhalb der Flussverkettung der d-Achse liegt. Entsprechend fällt die Kopplung zwischen beiden Achsen gering aus.

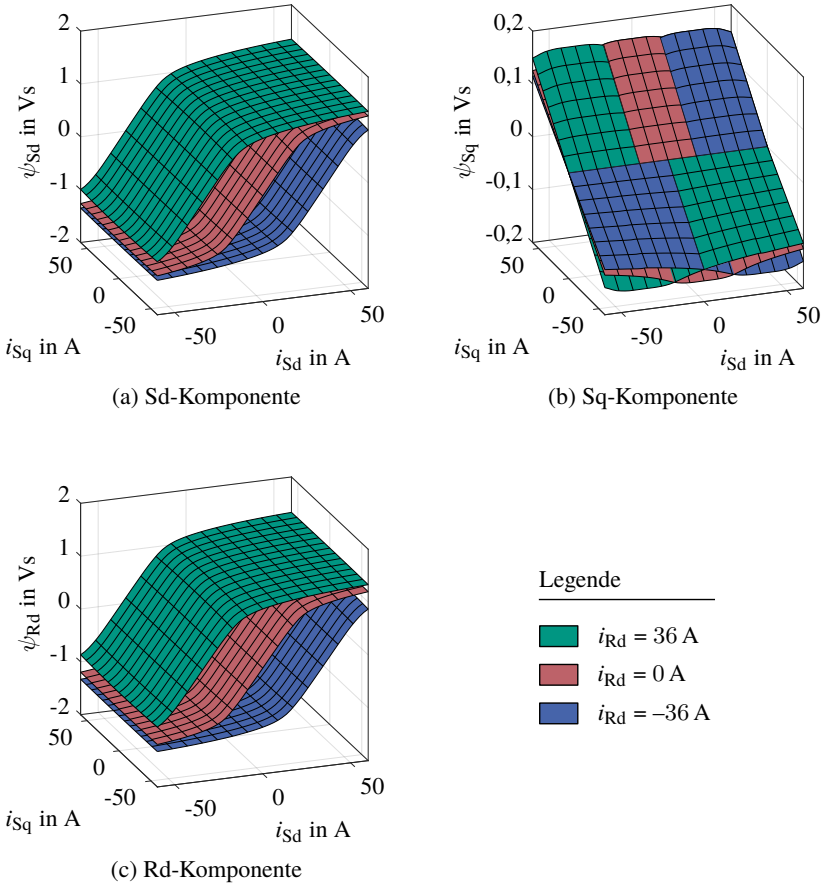


Abbildung 2.25: Kennfelder der Flussverkettungen für die ASM [S1]

2.1.5 Einheitliche Modellierung

Die zuvor beschriebenen Maschinentypen besitzen trotz ihrer unterschiedlichen Rotorausführungen eine gemeinsame elektromagnetische Kernstruktur. Ausgangspunkt sind dabei stets die Stator- und Rotorgleichungen

$$\underline{u}_{\text{Sdq}} = R_{\text{S}} \cdot \underline{i}_{\text{Sdq}} + \frac{d\psi_{\text{Sdq}}}{dt} + j \omega_{\text{S}} \cdot \underline{\psi}_{\text{Sdq}} \quad (2.75)$$

$$\underline{u}_{\text{Rdq}} = R_{\text{R}} \cdot \underline{i}_{\text{Rdq}} + \frac{d\psi_{\text{Rdq}}}{dt} + j \omega_{\text{R}} \cdot \underline{\psi}_{\text{Rdq}} \quad (2.76)$$

welche bereits in den Kapiteln 2.1.3-2.1.4 ausführlich diskutiert wurden. Wie im vorherigen Abschnitt gezeigt, kann bei bekanntem Transformationswinkel γ_{S} die Modellierung aller Maschinentypen in Rotor- bzw. Rotorflussorientierung vollständig durch die Systemgleichungen der FESM erfolgen.

$$u_{\text{Sd}} = R_{\text{S}} \cdot i_{\text{Sd}} + \frac{d\psi_{\text{Sd}}}{dt} - \omega_{\text{S}} \cdot \psi_{\text{Sq}} \quad (2.77)$$

$$u_{\text{Sq}} = R_{\text{S}} \cdot i_{\text{Sq}} + \frac{d\psi_{\text{Sq}}}{dt} + \omega_{\text{S}} \cdot \psi_{\text{Sd}} \quad (2.78)$$

$$u_{\text{Rd}} = R_{\text{R}} \cdot i_{\text{Rd}} + \frac{d\psi_{\text{Rd}}}{dt} \quad (2.79)$$

Bei einer Modellierung auf Basis dieser drei Systemgleichungen unterscheiden sich die Maschinentypen daher ausschließlich durch die Dimension der Ströme und Flussverkettungen

$$\vec{i} = (i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}, i_{\text{Rd}})^{\text{T}} \quad (2.80)$$

$$\vec{\psi} = (\psi_{\text{Sd}}, \psi_{\text{Sq}}, \psi_{\text{Rd}})^{\text{T}} \quad (2.81)$$

sowie den Nebenbedingungen in Tabelle 2.2 für die Rotorspannung (u_{Rd}) und den Rotorstrom i_{Rd} . Die unterschiedlichen nichtlinearen Kopplungen zwischen Strom und Flussverkettung werden über die n -dimensionale Abbildung

$$f_{\psi}: (\vec{i}, \gamma_{\text{M,el}}, \gamma_{\text{R}}) \mapsto (\vec{\psi}, \gamma_{\text{M,el}}, \gamma_{\text{R}})$$

beschrieben, wobei $n \in \{3, 4, 5\}$ vom Maschinentyp abhängt (siehe Tabelle 2.1).

Tabelle 2.1: Dimension der Flussabbildung

Maschine	n	Argumente von f_ψ
PSM, SyRM	3	$i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}, \gamma_{\text{M,el}}$
FESM	4	$i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}, i_{\text{Rd}}, \gamma_{\text{M,el}}$
ASM	5	$i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}, i_{\text{Rd}}, \gamma_{\text{M,el}}, \gamma_{\text{R}}$

Sättigung, Kreuzsättigung sowie räumliche Oberwellen sind darin implizit enthalten. Für die Simulation und Regelung wird zudem die inverse Abbildung f_ψ^{-1} benötigt, die sich mit der in [E1] vorgestellten Methode numerisch bestimmen lässt. Entsprechend kann für alle Maschinen der Stromvektor $\vec{i}$ ohne lineare Näherungen aus den Zustandsgrößen $\vec{\psi}$ rekonstruiert werden. Die Bestimmung der Flussverkettungen aus den Strömen erfolgt dabei durch die Abbildung f_ψ . Maschinenspezifische Besonderheiten betreffen ausschließlich den Rotor und werden in (2.79) als Nebenbedingung abgebildet. Diese sind in Tabelle 2.2 zusammengefasst. Damit reduziert sich das dynamische System stets auf eine Zustandsbeschreibung mit $n_s = 2$ Stator- und $n_r \in \{0,1\}$ Rotorgrößen und, falls erforderlich, zusätzlich den entsprechenden Winkelabhängigkeiten $n_\gamma \in \{0,1,2\}$, während die grundlegende Modellstruktur unverändert bleibt.

Alle Modelle können somit in identischer Form im dq-Koordinatensystem formuliert werden. Die Spannungen $u_{\text{Sdq}}, u_{\text{Rdq}}$ sowie die Flussgrößen $\vec{\psi}$ und Ströme $\vec{i}$ haben dabei für jede Maschine dieselbe Bedeutung. Nichtlineare Effekte oder zusätzliche Parameter wie Temperatur- und Frequenzabhängigkeiten können durch Erweiterungen der Dimensionalität von f_ψ berücksichtigt werden, ohne die zugrunde liegende Modellstruktur anzupassen.

Tabelle 2.2: Übersicht der Nebenbedingungen

Maschine	Nebenbedingung
ASM	$u_{\text{Rd}} = 0 \text{ V}$
PSM	$i_{\text{Rd}} > 0 \text{ A}, \frac{di_{\text{Rd}}}{dt} = 0 \text{ As}^{-1}$
SyRM	$i_{\text{Rd}} = 0 \text{ A}$

Unabhängig vom Maschinentyp kann die Regelung auf dieselbe Maschinenrepräsentation zurückgreifen und ermöglicht eine einheitliche Parametrierung. Damit liegt ein kompakter Formalismus vor, der sämtliche betrachteten Drehfeldmaschinen in einheitlicher Form berücksichtigt.

2.1.6 Mechanische Systemgleichungen

Elektrische Maschinen gelten als elektromechanische Energiewandler, da sie einen Austausch von Energie zwischen der elektrischen und der mechanischen Domäne gestatten [41]. Sie lassen sich in ein elektrisches sowie ein mechanisches Teilsystem aufteilen. Diese beiden Teilsysteme sind über ein Magnetfeld gekoppelt. Die Beschreibung der Klemmen des elektrischen Teilsystems erfolgt über Strom i und Flussverkettung ψ . Die mechanischen Klemmen werden durch das Drehmoment M und den Rotorlagewinkel γ_M definiert.

Für die Modellierung wird in dieser Arbeit angenommen, dass die Flussverkettungen ausschließlich als Kennfelder vorliegen und keine äquivalente geschlossene analytische Beschreibung existiert. Diese Annahme entspricht der gängigen Praxis bei der Verwendung von FEM-Simulations- oder Messdaten. In der Literatur erfolgt die Herleitung des inneren Drehmoments meist über die Betrachtung der Leistungsbilanz, wie beispielsweise in [4, 52]. Die Herausforderung hierbei ist die eindeutige Zuordnung der Teilleistungen zu den Leistungsflüssen zwischen der mechanischen, elektrischen und magnetischen Domäne, um das Drehmoment eindeutig berechnen zu können. Dies stellt insbesondere bei winkelabhängigen Flussverkettungen eine Herausforderung dar. Eine Herleitung unter Berücksichtigung von Winkelabhängigkeiten ist für die PSM in [52] beschrieben und kann in dieser Form auch auf die anderen Maschinentypen erweitert werden. Alternativ kann auch eine energiebasierte Modellierung zur Drehmomentberechnung eingesetzt werden. Dabei wird zur Beschreibung des Systems dessen Energiebilanz herangezogen. Eine grundlegende Annahme dabei ist die verlustfreie magnetische Kopplung. Im Magnetfeld gespeicherte Energie kann somit vollständig an den Klemmen zurückgewonnen werden. Eine Berücksichtigung der Verluste ist jedoch nachgelagert durch ein Verlustmoment möglich. Aufgrund der Kenntnis über den vollständigen magnetischen Zustand kann hiermit auch eine Berechnung der Drehmomentüberschwingungen, bedingt durch räumliche Oberwellen der Flussverkettungen, durchgeführt werden.

Die Analyse kann unter Verwendung der magnetischen Energie W_{mag} oder der magnetischen Koenergie W_{mag}^* erfolgen. Die magnetische Energie ist dabei als Integral des Stroms über den Flussverkettungen definiert [63].

$$W_{\text{mag}}(\psi) = \int_0^\psi i(\psi') d\psi' \quad (2.82)$$

Ein Nachteil hierbei ist, dass die Flussverkettungen als unabhängige Variablen auftreten, welche im Gegensatz zu Strömen nicht direkt messbar sind. Da zur Modellierung elektrischer Maschinen meist Flusskennfelder verwendet werden, welche ebenfalls von den Maschinenströmen abhängig sind, ist eine Beschreibung mit Strömen als unabhängige Variablen vorteilhaft.

Statt der magnetischen Energie wird daher oft die magnetische Koenergie W_{mag}^* verwendet. Die Koenergie ist eine Zustandsgröße, die sich formal aus der Legendre-Transformation der magnetischen Energie W_{mag} ergibt (siehe Abbildung 2.26) [64]. Die Koenergie beschreibt somit den komplementären Anteil zur magnetischen Energie [63]:

$$W_{\text{mag}}^*(i) = \int_0^i \psi(i') di' \quad (2.83)$$

Hierbei treten die Ströme als unabhängige Variablen auf, wodurch die Drehmomentberechnung vereinfacht werden kann. Diese Methode wird daher auch teilweise in FEM-Programmen zur Drehmomentberechnung eingesetzt [65]. Die Koenergie ist dabei im Wesentlichen eine mathematische Hilfsgröße und besitzt im Gegensatz zur Energie keine unmittelbar messbare physikalische Entsprechung [66]. Der Gradient der Koenergie liefert jedoch die für die Systembeschreibung relevanten energetisch konjugierten Größen, wie die Flussverkettungen und das Drehmoment. Mit der partiellen Ableitung der Koenergie nach dem Strom in einem System aus k Spulen kann daher die jeweilige Flussverkettung bestimmt werden [63]:

$$\psi_k = \frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial i_k} \quad (2.84)$$

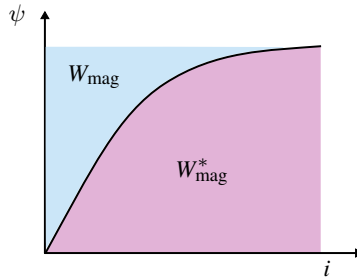


Abbildung 2.26: Magnetische Energie W_{mag} und Koenergie W_{mag}^* im nichtlinearen Fall

Wie in Abbildung 2.26 dargestellt, gilt für die Summe aus magnetischer Energie und Koenergie:

$$\psi \cdot i = W_{\text{mag}}^* + W_{\text{mag}} \quad (2.85)$$

Im magnetisch linearen Fall sind W_{mag}^* und W_{mag} flächengleich.

$$W_{\text{mag}}^* = \int_0^i \psi \, di \approx \frac{1}{2} \cdot \psi \cdot i \quad (2.86)$$

Die Bestimmung des Drehmoments erfolgt nach dem Prinzip der virtuellen Arbeit. Dazu wird bei elektrischen Maschinen die Ableitung der Koenergie nach dem mechanischen Winkel γ_M bei physikalisch konstanten Strömen in den Wicklungssystemen betrachtet.

$$M_i(i) = \left. \frac{\partial W_{\text{mag}}^*(i)}{\partial \gamma_M} \right|_{i=\text{const.}} \quad (2.87)$$

Ausgangspunkt ist, wie auch bei der elektromagnetischen Modellierung, eine Maschine mit jeweils dreiphasigem Wicklungssystem im Stator und Rotor. Ausgehend davon können alle weiteren Maschinentypen aus dieser Arbeit abgeleitet werden.

Die Integraldarstellung der Koenergie setzt Pfadunabhängigkeit voraus. Diese ist in verlustfreien, quasi-stationären Systemen ohne Hysterese gegeben und entspricht der Reziprozitätsbedingung

$$\frac{\partial \psi_k}{\partial i_m} = \frac{\partial \psi_m}{\partial i_k} \quad (2.88)$$

Entsprechend wird unter Berücksichtigung der amplitudeninvarianten Clarke-Transformation die Koenergie des Systems bestimmt [63]:

$$\begin{aligned} W_{\text{mag}}^*(i_{\text{Sdq}}, i_{\text{Rdq}}) = \frac{3}{2} \left[\int_0^{i_{\text{Sd}}} \psi_{\text{Sd}}(i_{\text{Sd}}', 0, 0, 0) di_{\text{Sd}}' \right. \\ + \int_0^{i_{\text{Sq}}} \psi_{\text{Sq}}(i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}', 0, 0) di_{\text{Sq}}' \\ + \int_0^{i_{\text{Rd}}} \psi_{\text{Rd}}(i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}, i_{\text{Rd}}', 0) di_{\text{Rd}}' \\ \left. + \int_0^{i_{\text{Rq}}} \psi_{\text{Rq}}(i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}, i_{\text{Rd}}, i_{\text{Rq}}') di_{\text{Rq}}' \right] \quad (2.89) \end{aligned}$$

Hierbei wird angenommen, dass die Flussverkettungen keine expliziten Winkelabhängigkeiten von γ_{S} und γ_{R} besitzen. Die Winkelabhängigkeit der Koenergie resultiert somit allein aus der Koordinatentransformation.

Zur Berechnung des Drehmoments wird die Ableitung der Koenergie unter Verwendung der Winkeldefinition aus Gleichung (2.1) betrachtet. Die physikalischen Ströme in den Rotor- und Statorwicklungen werden hierbei konstant gehalten, was zu konstanten $\alpha\beta_{\text{S}}$ - und $\alpha\beta_{\text{R}}$ -Strömen im rotor- und statorfesten Bezugssystem führt.

$$M_{\text{i}}(i_{\text{Sdq}}, i_{\text{Rdq}}) = p \cdot \left. \frac{\partial W_{\text{mag}}^*(i_{\text{Sdq}}, i_{\text{Rdq}})}{\partial \gamma_{\text{M,el}}} \right|_{\substack{i_{\text{S}\alpha\beta} = \text{const.} \\ i_{\text{R}\alpha\beta_{\text{R}}} = \text{const.}}} \quad (2.90)$$

Die konstanten Ströme im rotor- und statorfesten Koordinatensystem führen zu einer Änderung der dq-Ströme i_{Sdq} und i_{Rdq} . Unter Anwendung des totalen Differenzials folgt somit für das innere Moment:

$$M_i = p \left[\frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial i_{Sd}} \frac{\partial i_{Sd}}{\partial \gamma_{M,el}} + \frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial i_{Sq}} \frac{\partial i_{Sq}}{\partial \gamma_{M,el}} + \frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial i_{Rd}} \frac{\partial i_{Rd}}{\partial \gamma_{M,el}} + \frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial i_{Rq}} \frac{\partial i_{Rq}}{\partial \gamma_{M,el}} \right] \bigg|_{\substack{i_{S\alpha\beta} = \text{const.} \\ i_{R\alpha\beta_R} = \text{const.}}} \quad (2.91)$$

Für die Ableitung der Ströme nach dem Winkel muss die Ableitung der Transformation nach Gleichung (2.18) unter Verwendung der Kettenregel mit (2.2) durchgeführt werden. Die Ströme $i_{S\alpha\beta}$ sind dabei konstant im statorfesten Koordinatensystem, die Ströme $i_{R\alpha\beta_R}$ entsprechend konstant im rotorfesten Koordinatensystem:

$$\frac{\partial i_{Sd}}{\partial \gamma_{M,el}} = i_{Sq} \frac{\partial \gamma_S}{\partial \gamma_{M,el}} \quad (2.92)$$

$$\frac{\partial i_{Sq}}{\partial \gamma_{M,el}} = -i_{Sd} \frac{\partial \gamma_S}{\partial \gamma_{M,el}} \quad (2.93)$$

$$\frac{\partial i_{Rd}}{\partial \gamma_{M,el}} = i_{Rq} \frac{\partial \gamma_R}{\partial \gamma_{M,el}} \quad (2.94)$$

$$\frac{\partial i_{Rq}}{\partial \gamma_{M,el}} = -i_{Rd} \frac{\partial \gamma_R}{\partial \gamma_{M,el}} \quad (2.95)$$

Gleichung (2.91) kann somit unter der Verwendung von (2.84) vereinfacht werden.

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p \left[\underbrace{\frac{\partial \gamma_S}{\partial \gamma_{M,el}} (\psi_{Sd} \cdot i_{Sq} - \psi_{Sq} \cdot i_{Sd})}_{\text{Statoranteil}} + \underbrace{\frac{\partial \gamma_R}{\partial \gamma_{M,el}} (\psi_{Rd} \cdot i_{Rq} - \psi_{Rq} \cdot i_{Rd})}_{\text{Rotoranteil}} \right] \quad (2.96)$$

Somit hängt die Drehmomentberechnung zwar vom gewählten Bezugssystem ab, aufgrund der Rahmeninvarianz ergibt sich jedoch unabhängig vom Bezugssystem dasselbe Drehmoment. Entsprechend kann das Drehmoment auch ausschließlich durch Stator- oder Rotorgrößen beschrieben werden. In dieser Arbeit wird im Folgenden ausschließlich die Beschreibung mittels Statorgrößen gewählt, da diese für alle betrachteten Maschinentypen direkt durch Messungen ermittelt werden können. Damit gilt für das verwendete Bezugssystem

$$\frac{\partial \gamma_S}{\partial \gamma_{M,el}} = 1 \quad (2.97)$$

$$\frac{\partial \gamma_R}{\partial \gamma_{M,el}} = 0 \quad (2.98)$$

und entsprechend für die Drehmomentgleichung

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p (\psi_{Sd} \cdot i_{Sq} - \psi_{Sq} \cdot i_{Sd}) \quad (2.99)$$

Da die Unterschiede zwischen den betrachteten Maschinentypen in der allgemeinen elektromagnetischen Modellierung durch unterschiedliche Nebenbedingungen im Rotorstrom zusammengefasst werden können, muss bei der Drehmomentberechnung keine Fallunterscheidung erfolgen. Die hergeleitete Drehmomentgleichung für das Grundwellendrehmoment ist somit zur Berechnung des Grundwellendrehmoments ohne Einschränkung für alle in dieser Arbeit behandelten Maschinentypen gültig.

Oberschwingungsanteil des Drehmoments

Wie zuvor beschrieben, weisen die Flusskennfelder Winkelabhängigkeiten auf, die zu Drehmomentüberschwingungen führen können. Zur Bestimmung dieser Drehmomentanteile muss die Herleitung entsprechend um die Winkelabhängigkeiten erweitert werden. Sind im System zusätzlich Permanentmagnete enthalten, kann jedoch die Koenergie nicht mehr allein aus gemessenen Flussverkettungen bestimmt werden, da die Maschine im stromlosen Zustand trotzdem einen Permanentmagnetfluss aufweist.

Dieser führt bei einer PSM zum Rastmoment, das den direkten Energieaustausch zwischen der magnetischen und der mechanischen Domäne beschreibt und somit nicht durch die Flusskennfelder erfasst werden kann.

In der FEM-Simulation wird der Permanentmagnet üblicherweise durch ein Stromband modelliert. Dies ermöglicht somit die vollständige Bestimmung der Koenergie, wodurch die vorgestellte Modellierung ebenfalls zu einer vollständigen Drehmomentbeschreibung führt.

In Anlehnung an die elektromagnetische Modellierung der Maschinen in Kapitel 2.1.4 wird zur vollständigen Beschreibung auch hier von Feldfreiheit im stromlosen Zustand ausgegangen. Ist dieser Zustand nicht gegeben, so kann der Differenzanteil der Koenergie messtechnisch erfasst und beispielsweise als Kennfeld hinterlegt werden, um etwa die Modellierung von Rastmomenten einer PSM zu ermöglichen.

Unter Berücksichtigung der Winkelabhängigkeiten in den Flussverkettungen und der amplitudeninvarianten Clarke-Transformation folgt somit für die Koenergie [63]:

$$\begin{aligned}
 W_{\text{mag}}^*(i_{\text{Sdq}}, i_{\text{Rdq}}, \gamma_{\text{S}}, \gamma_{\text{R}}) = & \frac{3}{2} \left[\int_0^{i_{\text{Sd}}} \psi_{\text{Sd}}(i_{\text{Sd}}', 0, 0, 0, \gamma_{\text{S}}, \gamma_{\text{R}}) di_{\text{Sd}}' \right. \\
 & + \int_0^{i_{\text{Sq}}} \psi_{\text{Sq}}(i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}', 0, 0, \gamma_{\text{S}}, \gamma_{\text{R}}) di_{\text{Sq}}' \\
 & + \int_0^{i_{\text{Rd}}} \psi_{\text{Rd}}(i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}, i_{\text{Rd}}', 0, \gamma_{\text{S}}, \gamma_{\text{R}}) di_{\text{Rd}}' \\
 & \left. + \int_0^{i_{\text{Rq}}} \psi_{\text{Rq}}(i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}, i_{\text{Rd}}, i_{\text{Rq}}', \gamma_{\text{S}}, \gamma_{\text{R}}) di_{\text{Rq}}' \right] \quad (2.100)
 \end{aligned}$$

Durch die zusätzliche Winkelabhängigkeit ergibt sich das totale Differenzial zu:

$$\begin{aligned}
 M_i = p \left[\frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial i_{\text{Sd}}} \frac{\partial i_{\text{Sd}}}{\partial \gamma_{\text{M,el}}} + \frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial i_{\text{Sq}}} \frac{\partial i_{\text{Sq}}}{\partial \gamma_{\text{M,el}}} \right. \\
 + \frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial i_{\text{Rd}}} \frac{\partial i_{\text{Rd}}}{\partial \gamma_{\text{M,el}}} + \frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial i_{\text{Rq}}} \frac{\partial i_{\text{Rq}}}{\partial \gamma_{\text{M,el}}} \\
 \left. + \frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial \gamma_{\text{S}}} \frac{\partial \gamma_{\text{S}}}{\partial \gamma_{\text{M,el}}} + \frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial \gamma_{\text{R}}} \frac{\partial \gamma_{\text{R}}}{\partial \gamma_{\text{M,el}}} \right] \bigg|_{\substack{i_{\text{S}\alpha\beta} = \text{const.} \\ i_{\text{R}\alpha\beta} = \text{const.}}} \quad (2.101)
 \end{aligned}$$

Um die zusätzlichen winkelabhängigen Ableitungen nach γ_R und γ_S bestimmen zu können, muss zunächst die Koenergie durch numerische Integration berechnet werden. Eine geschlossene analytische Darstellung ist in diesem Fall nicht mehr ohne weitere Vereinfachungen möglich.

Um dennoch eine analytische Näherung des Drehmoments durchführen zu können, wird für die Berechnung des zusätzlichen Oberschwingungsanteils die Sättigung vernachlässigt. Unter Verwendung von Gleichung (2.86) und der zuvor bestimmten Grundwellenformel für das Drehmoment (2.99) kann die Beschreibung vereinfacht werden.

$$M_i = p \left[\frac{3}{2} (\psi_{Sd} \cdot i_{Sq} - \psi_{Sq} \cdot i_{Sd}) + \frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial \gamma_S} \frac{\partial \gamma_S}{\partial \gamma_{M,\text{el}}} + \frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial \gamma_R} \frac{\partial \gamma_R}{\partial \gamma_{M,\text{el}}} \right] \bigg|_{\substack{i_{S\alpha\beta} = \text{const.} \\ i_{R\alpha\beta_R} = \text{const.}}} \quad (2.102)$$

Die partiellen Ableitungen der approximierten linearen Koenergie (2.102) nach γ_S und γ_R bei konstanten Strömen sind unter Anwendung der Produktregel:

$$\frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial \gamma_S} \bigg|_{\substack{i_{S\alpha\beta} = \text{const.} \\ i_{R\alpha\beta_R} = \text{const.}}} = \frac{3}{4} \left(\frac{\partial \psi_{Sd}}{\partial \gamma_S} i_{Sd} + \frac{\partial \psi_{Sq}}{\partial \gamma_S} i_{Sq} + \frac{\partial \psi_{Rd}}{\partial \gamma_S} i_{Rd} + \frac{\partial \psi_{Rq}}{\partial \gamma_S} i_{Rq} \right) \quad (2.103)$$

$$\frac{\partial W_{\text{mag}}^*}{\partial \gamma_R} \bigg|_{\substack{i_{S\alpha\beta} = \text{const.} \\ i_{R\alpha\beta_R} = \text{const.}}} = \frac{3}{4} \left(\frac{\partial \psi_{Sd}}{\partial \gamma_R} i_{Sd} + \frac{\partial \psi_{Sq}}{\partial \gamma_R} i_{Sq} + \frac{\partial \psi_{Rd}}{\partial \gamma_R} i_{Rd} + \frac{\partial \psi_{Rq}}{\partial \gamma_R} i_{Rq} \right) \quad (2.104)$$

Die beschriebenen Maschinentypen werden jeweils entweder im rotor-, rotorfluss- oder rotorstromorientierten Bezugssystem betrieben. Je nach Orientierung gilt somit entweder $i_{Rq} = 0 \text{ A}$ oder $\psi_{Rq} = 0 \text{ Vs}$.

Entsprechend entfällt das Produkt aus Rotorfluss und Rotorstrom in der q-Achse.

$$\begin{aligned}
 M_i = \frac{3}{2}p & \left[\psi_{Sd} \cdot i_{Sq} - \psi_{Sq} \cdot i_{Sd} \right. \\
 & + \frac{1}{2} \frac{\partial \gamma_R}{\partial \gamma_{M,el}} \left(\frac{\partial \psi_{Sd}}{\partial \gamma_R} i_{Sd} + \frac{\partial \psi_{Sq}}{\partial \gamma_R} \cdot i_{Sq} + \frac{\partial \psi_{Rd}}{\partial \gamma_R} \cdot i_{Rd} \right) \\
 & \left. + \frac{1}{2} \frac{\partial \gamma_S}{\partial \gamma_{M,el}} \left(\frac{\partial \psi_{Sd}}{\partial \gamma_S} i_{Sd} + \frac{\partial \psi_{Sq}}{\partial \gamma_S} \cdot i_{Sq} + \frac{\partial \psi_{Rd}}{\partial \gamma_S} \cdot i_{Rd} \right) \right] \quad (2.105)
 \end{aligned}$$

Die ASM stellt hierbei den allgemeinsten Fall dar, da die Flussverkettungen eine zusätzliche Winkelabhängigkeit von γ_R aufweisen können. Für die Drehmomentberechnung bei Synchronmaschinen im rotorfesten dq-System ist γ_R konstant. Daher gilt:

$$\frac{\partial(\cdot)}{\partial \gamma_R} = 0 \quad (2.106)$$

Entsprechend können die γ_R -Terme entfallen.

Für die FESM ist zu beachten, dass i_{Rd} nicht dem physikalisch messbaren Strom i_e in der Rotorwicklung entspricht. Wie zuvor beschrieben, ist i_e gegenüber i_{Rd} mit dem Faktor $2/3$ skaliert. Des Weiteren gilt der hier dargestellte Oberschwingungsanteil des Drehmoments nur für den magnetisch linearen Fall. Die Amplitude der Oberschwingungen nimmt üblicherweise zu, wenn die Maschine in Sättigung betrieben wird. Der Grundwellenanteil des Drehmoments (2.99) bleibt davon unberührt und bildet auch das Sättigungsverhalten ab, sofern beispielsweise nichtlineare Flusskennfelder verwendet werden. Eine präzise Berechnung des inneren Moments M_i unter Berücksichtigung der räumlichen Oberwellen der Flussverkettungen und den Rastmomenten ist jedoch nur numerisch anhand von zuvor ermittelten Koenergiekennfeldern möglich.

Im Vergleich zu Arbeiten, in denen das winkelabhängige Drehmoment für PSM aus der Leistungsbilanz hergeleitet wird, ergibt sich hier ein um Faktor $1/2$ kleinerer Oberschwingungsterm [4, 52, 67–69]. Diese Abweichung resultiert aus unterschiedlichen methodischen Annahmen: Die Herleitung über die Leistungsbilanz geht bei der Variation des Winkels typischerweise von einem unveränderten Magnetisierungszustand aus und berücksichtigt für den Oberschwingungsterm daher keinen Energieaustausch mit der magnetischen Domäne.

Die hier verwendete Herleitung über die Koenergie erfasst diese Änderung des magnetischen Energieinhalts und führt im magnetisch linearen Fall gemäß Gleichung (2.86) systematisch auf den Faktor $1/2$ im Oberschwingungsterm. Eine formal vergleichbare energiebasierte Formulierung der Drehmomentgleichung findet sich in [70].

2.2 Stromrichter

Die Regelung von elektrischen Maschinen erfordert die präzise und schnelle Einstellung der Ströme und Spannungen. Hierfür werden Stromrichter eingesetzt, die in der Lage sind, eine Gleichspannung in ein dreiphasiges Wechselspannungssystem umzuwandeln. Die Höhe und Frequenz der erzeugten Spannung sind dabei variabel einstellbar. Je nach Anwendung kommen unterschiedliche Topologien zum Einsatz. Für den Stator der Drehstrommaschinen wird in der Regel die Drehstrombrückenschaltung verwendet, während die Speisung der Erregerwicklung durch eine Vollbrücke erfolgt.

2.2.1 Drehstrombrückenschaltung

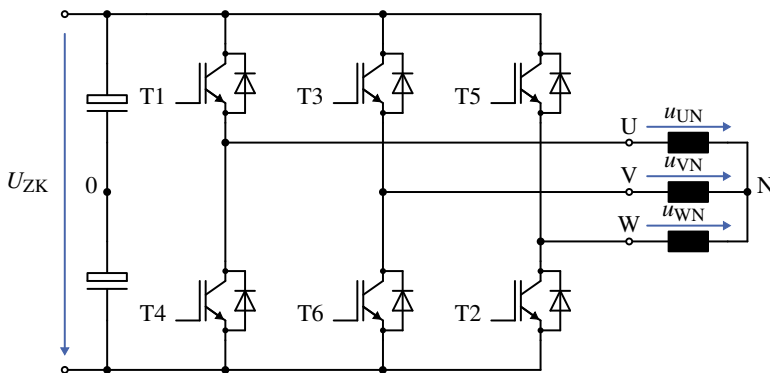


Abbildung 2.27: Ersatzschaltbild der Drehstrombrückenschaltung (DBS)

Die in Abbildung 2.27 dargestellte Drehstrombrückenschaltung besteht aus drei Halbbrücken. Die Halbbrücken bestehen jeweils aus zwei Schaltern. Die Schalter bestehen je aus einem Insulated-Gate-Bipolar-Transistor (IGBT) oder Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor (MOSFET) mit je einer antiparallelen Diode. Um einen Kurzschluss im Zwischenkreis zu vermeiden, dürfen niemals beide Schalter einer Halbbrücke gleichzeitig eingeschaltet werden. Somit verbleiben acht gültige Schaltzustände, die in Tabelle 2.3 dargestellt sind.

Je nach Schaltzustand kann jede der drei Phasen entweder mit dem positiven oder dem negativen Pol der Zwischenkreisspannung verbunden werden. Aus der Differenz der Klemmpotentiale kann so die Sternspannung bestimmt werden, welche im Betrieb den Statorstrom der Maschine beeinflusst. Dabei führen nur sechs der acht möglichen Schaltzustände zu einer Sternpunktspannung ungleich null.

Tabelle 2.3: Schaltzustände der DBS

Zustand	Klemmenpotenziale			Sternspannungen				
	$\frac{u_{U0}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{V0}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{W0}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{UN}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{VN}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{WN}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{\alpha}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{\beta}}{U_{ZK}}$
S1	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	0
S2	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
S3	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
S4	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	0
S5	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
S6	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
S7	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0	0	0	0
S8	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0	0	0	0

2.2.2 Vollbrücke

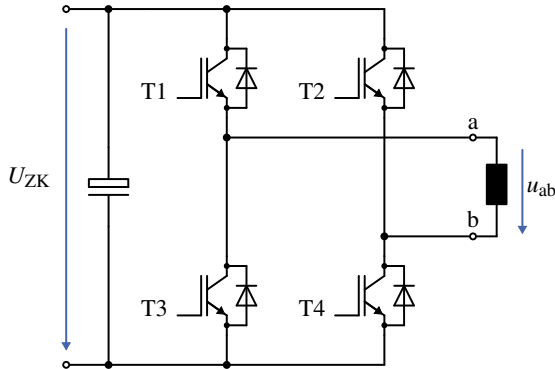


Abbildung 2.28: Ersatzschaltbild der Vollbrücke

Das Schaltbild der Vollbrücke ist in Abbildung 2.28 dargestellt. Sie besteht aus zwei Halbbrücken, die wie bei der Drehstrombrückenschaltung jeweils zwei Schalter besitzen. Durch das Schalten der IGBTs können die beiden Anschlüsse der Last entweder mit positiver oder negativer Zwischenkreisspannung verbunden werden, wobei auch hier zu keinem Zeitpunkt beide Schalter einer Halbbrücke eingeschaltet sein dürfen.

Es ergeben sich somit vier mögliche Schaltzustände (siehe Tabelle 2.4), wobei zwei dieser Schaltzustände keine Lastspannung erzeugen. Die Vollbrücke kommt ausschließlich bei der FESM zur Speisung des Rotors über Schleifringe zum Einsatz. Die Lastspannung entspricht also immer der Spannung an der Erregerwicklung u_{Rd} und beeinflusst so den Rotorstrom.

Tabelle 2.4: Schaltzustände der Vollbrücke

Zustand	Klemmenpotenziale		Lastspannung
	$\frac{u_{a0}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{b0}}{U_{ZK}}$	
S1	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	1
S2	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	-1
S3	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0
S4	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0

2.2.3 Spannungsfehler

In der Praxis kommt es zu Abweichungen zwischen dem Sollwert der Ausgangsspannungen und der realen Stellspeisung durch den Stromrichter (Tabelle 2.3, Abbildung 2.28).

Diese Spannungsfehler resultieren aus der Überlagerung mehrerer Effekte:

- **Durchlassspannung:** Im eingeschalteten Zustand fällt über dem Halbleiterbauelement (z. B. IGBT, MOSFET oder Diode) eine sogenannte Durchlassspannung ab. Diese ist nichtlinear und hängt insbesondere vom Strom, der Temperatur sowie von der Materialcharakteristik des Halbleiters ab.
- **Schaltverhalten:** Während des Ein- und Ausschaltens treten zeitabhängige Übergänge von Spannung und Strom auf, die unter anderem von den parasitären Kapazitäten, der Gate-Ansteuerung und den Induktivitäten des Strompfads abhängen.
Diese dynamischen Vorgänge verursachen Schaltverluste und elektromagnetische Störungen. Abweichungen vom idealisierten Schaltverhalten führen zusätzlich zu Spannungsfehlern, insbesondere während der Übergangsphasen.

- **Verriegelungszeit:** Um Kurzschlüsse des Zwischenkreises zu vermeiden, wird zwischen den Schaltvorgängen der beiden Transistoren einer Halbbrücke eine Verriegelungszeit vorgesehen, während der beide Transistoren gesperrt sind. In dieser Zeit fließt der Laststrom über die Freilaufdioden. Dadurch ist die Ausgangsspannung in der Verriegelungszeit nicht steuerbar und hängt von der Stromflussrichtung der Last ab.
- **Mindestein- und -ausschaltzeit:** In der Ansteuerung werden minimale Ein- und Ausschaltzeiten definiert, um sicherzustellen, dass ein Halbleiter nicht unmittelbar nach einem Schaltvorgang erneut angesteuert wird. Dies verhindert unvollständige Schaltvorgänge, thermische Überlastung oder Ansteuerfehler. Da somit nicht zu jedem Zeitpunkt alle Schalthandlungen möglich sind, kann dies zu einer Verzerrung der mittleren Ausgangsspannung führen.

Abbildung 2.29 zeigt die Fehlspannung, also die Differenz zwischen der Soll-Stellspannung und der realen Ausgangsspannung einer Halbbrücke des *Infineon FS75R12KT4* IGBT-Moduls. Die Daten wurden mithilfe der *Infineon-PLECS*-Modelle simulativ bei einer sinusförmigen Sollspannung mit einer Amplitude von 220 V, einem sinusförmigen Laststrom mit einer Amplitude von 70 A, einer Zwischenkreisspannung von 600 V und einer Pulsweitenmodulation (Pulse Width Modulation) (PWM)-Frequenz von 8 kHz ermittelt. Die Verriegelungszeit betrug 1 μ s, die Mindesteinschaltdauer 1,2 μ s.

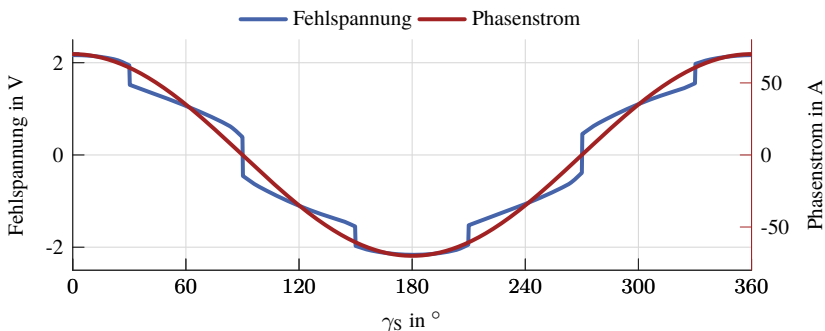


Abbildung 2.29: Fehlspannung einer Halbbrücke über eine elektrische Periode

Die dargestellten Spannungsfehler ergeben sich aus der Überlagerung der genannten Effekte, wobei der Einfluss des Schaltverhaltens in der Modellierung vernachlässigt wurde. Das Fehlersignal ist nichtlinear und von vielen Parametern abhängig, weshalb eine exakte Modellierung nur mit erheblichem Aufwand möglich ist. In dieser Arbeit wird daher auf eine explizite Modellierung der Halbleiter zur Kompensation der Spannungsfehler verzichtet. Der in Kapitel 4 vorgestellte Regelalgorithmus identifiziert und kompensiert die Spannungsfehler stattdessen online während des Betriebs. Die Funktionsweise wird in Kapitel 4.4 ausführlich beschrieben.

3

*„It is a capital mistake to theorise
before one has data.“*

Arthur Conan Doyle (1859–1930),
A Scandal in Bohemia (1891)

Parameteridentifikation

Eine präzise modellprädiktive Regelung erfordert die genaue Kenntnis aller Modellparameter. Für den in Kapitel 4 beschriebenen Regelalgorithmus müssen daher die Kennfelder der Flussverkettungen ψ_{Sd} , ψ_{Sq} und ψ_{Rd} als Funktion der Stator- und Rotorströme i_{Sd} , i_{Sq} sowie i_{Rd} bekannt sein. Winkelabhängigkeiten dieser Kennfelder werden im Regelalgorithmus aus Kapitel 4 nicht berücksichtigt, jedoch ist eine Bestimmung der Oberwellenkennfelder für eine präzise Bestimmung der Grundwellenflussverkettungen der FESM erforderlich. Die Ursache liegt hierbei im Rotorkreis, welcher nur durch eine Kombination aus einer Identifikation im Stillstand und bei konstanter Drehzahl vermessen werden kann. Die Winkelabhängigkeiten der Flussverkettungen werden bei diesem Vorgehen zwangsläufig ebenfalls bestimmt.

Entsprechend wird nachfolgend für alle Synchronmaschinen eine Methode zur Vermessung der Flusskennfelder inklusive Oberwellen vorgestellt, wobei die Parameter erst im Postprocessing ermittelt werden.

Eine Ausnahme bildet die ASM. Nach aktuellem Forschungsstand kann diese zwar mit winkelabhängigen Flusskennfeldern modelliert werden, an einem Prüfstand sind jedoch lediglich die Grundwellenkennfelder bestimmbar. Alle gezeigten Messdaten stammen aus den Vermessungen der jeweiligen Prüflinge (Devices-Under-Test) (DUTs), welche auch für die Validierung des entwickelten Regelalgorithmus in Kapitel 6 verwendet werden.

Zusätzlich zu den Flusskennfeldern müssen auch die Widerstände der Statorwicklungen sowie im Fall der FESM und ASM auch der Widerstand der Rotorwicklung ermittelt werden. Für die Bestimmung der Rotorflusslage während des Betriebs und der Identifikation müssen bei der ASM außerdem die Parameter des Beobachters beziehungsweise Schätzers identifiziert werden. In dieser Arbeit liegt der Fokus ausschließlich auf der Parametrierung des nichtlinearen Strommodells aus Kapitel 4.1.

ASM	FESM	PSM	SyRM
Identifikation linearer Parameter			
Reglerparametrierung für Vermessung			
Identifikation τ_R	Ausrichtung		
Statoridentifikation CSM			
	SSM		

Abbildung 3.1: Ablauf der Identifikation für die untersuchten Maschinentypen

Die Grundlage für das gezeigte Verfahren bildet die winkelabhängige Parameteridentifikation für die PSM aus [47, 67, 71]. Dieses Verfahren lässt sich unverändert auf die SyRM übertragen [72]. Für ASM und FESM können die Statorflussverkettungen auf dieselbe Weise bestimmt werden. Maschinenspezifische Anpassungen sind jedoch erforderlich und werden in Kapitel 3.2 bzw. Kapitel 3.3 erläutert. Eine Übersicht über den gesamten Identifikationsprozess findet sich in [E7]. Die Geberausrichtung erfolgte für alle Synchronmaschinen nach [73]. Da bei der SyRM weder Permanentmagnete noch Rotorwicklungen induzierte Spannungen erzeugen, kann die initiale Ausrichtung am Prüfstand über Drehmomentfreiheit bei hohen i_{Sd} -Amplituden erfolgen. Im Postprocessing wird die Ausrichtung dann präzisiert, indem die Symmetrien von ψ_{Sd} zur i_{Sq} -Achse und von ψ_{Sq} zur i_{Sd} -Achse ausgewertet werden. Alternativ kann analog zur Ausrichtung der PSM anhand der induzierten Spannung die Orientierung für konstante Spannungsamplituden auch über den Strom erfolgen [72]. Diese Methoden setzen jedoch ein symmetrisches Maschinendesign für die SyRM voraus. Bei der ASM ist keine Ausrichtung des Bezugssystems nötig, da die Lage mit einem Rotorflussschätzer bestimmt wird. Sämtliche Daten werden exemplarisch für eine Drehzahl bei Raumtemperatur ermittelt.

Da sämtliche Maschinenparameter in mehrdimensionalen LUTs abgelegt sind, lassen sich später weitere Dimensionen ergänzen, um zusätzliche Effekte abzubilden.

Nach Abschluss der Identifikation wird die inverse Flussabbildung gemäß [E1] ($f_\psi : \psi \mapsto i$) offline bestimmt. Obwohl die Invertierbarkeit bislang nur für zweidimensionale Kennfelder, wie etwa bei PSM und SyRM ohne Berücksichtigung deren Winkelabhängigkeiten, nachgewiesen wurde [4], lässt die Monotonie der Kennfelder auf eine allgemeine Invertierbarkeit schließen. In [E1] wurden Mess- und FEM-Datensätze erfolgreich invertiert. Messdaten vom Prüfstand können aufgrund von Messfehlern lokal nicht invertierbar sein und müssen gegebenenfalls korrigiert oder nachgemessen werden. Die Invertierbarkeit dient damit zugleich als Qualitätsmetrik für die Vermessung und zur Detektion von Messfehlern.

3.1 Statoridentifikation

Die Vermessung des Stators kann für alle vorgestellten Maschinentypen einheitlich erfolgen. Dabei dient die Identifikation der PSM als Basis. Eine Übersicht über bestehende Identifikationsmethoden findet sich in [74]. Meist werden zur Vereinfachung der Identifikation stationäre Zustände während der Vermessung angestrebt. Grundsätzlich kann zwischen der Standstill-Method (SSM), also der Parameteridentifikation im Stillstand, und der Constant-Speed-Method (CSM), der Identifikation bei konstanter Drehzahl, unterschieden werden.

Die CSM ist aufgrund der einfachen Umsetzbarkeit an einem drehzahlgeregelten Prüfstand weitverbreitet [4, E6, 47, 52, 67, 71, 72, 75–79]. Hier werden aufeinanderfolgend unterschiedliche Stromkombinationen in der dq-Ebene eingeregelt und ausgewertet. Soll eine Identifikation der räumlichen Oberwellen der Flussverkettungen erfolgen, so werden meist zusätzlich zur konstanten Drehzahl auch konstante Ströme im dq-Koordinatensystem gefordert [E6, 47, 75, 80, 81]. Dazu können beispielsweise Repetitive-Control (RC) und Multi-Reference-Frame (MRF)-Ansätze, aber auch Proportional-Resonant (PR)-Regler eingesetzt werden. Eine Ausnahme bildet das Verfahren aus [78], welches eine Identifikation der räumlichen Oberwellen ermöglicht, ohne dass Drehzahl oder Ströme während der Messung konstant gehalten werden müssen. Es ermöglicht so deutlich kürzere Messroutinen.

Bei der SSM wird der Rotor entweder festgebremst oder mit gezielter Ansteuerung bei einem konstanten Winkel gehalten. Für die Parameteridentifikation sind hier zusätzliche Testsignale erforderlich, da keine rotatorisch induzierte Spannung zur Auswertung vorliegt [E5, 82, 83]. Die Flusskennfelder sind jeweils nur für den Winkel γ_S während der Identifikation gültig. Um winkelabhängige Flusskennfelder erfassen zu können, muss daher bei der SSM die Messroutine für verschiedene Winkel γ_S wiederholt werden. Eine exakte Bestimmung der Grundwellenkennfelder kann bei der SSM daher ausschließlich durch die Mittelung von winkelabhängigen Kennfeldern über die γ_S -Dimension erfolgen.

Dies stellt einen entscheidenden Nachteil im Vergleich zur CSM dar, da hier der Prüfling mit konstanter Drehzahl rotiert und somit den kompletten Wertebereich von γ_S abdeckt. Entsprechend können sowohl die Grundwellen- als auch die winkelabhängigen Flussverkettungen direkt aus einer Messung ermittelt werden. Entsprechend erfolgt in dieser Arbeit die Identifikation der Statorflusskennfelder auf Basis der CSM in einer automatisierten Messroutine.

Hierbei wird zunächst der aktuelle Wicklungswiderstand erfasst. Anschließend beschleunigt die drehzahlgeregelte Lastmaschine die DUT auf die Solldrehzahl. Dann werden im stationären Arbeitspunkt die Spannungen und Ströme aufgezeichnet, welche die Bestimmung der Flussverkettungen im Postprocessing ermöglichen. Der Ablauf wird so lange wiederholt, bis alle benötigten Stützstellen in der i_{Sdq} -Ebene identifiziert sind.

3.1.1 Statorwiderstandsmessung

Eine präzise Identifikation des Wicklungswiderstands ist unverzichtbar für eine genaue Bestimmung der Flusskennfelder. Da sich die Wicklungstemperatur und somit der Statorwiderstand im Betrieb ändern können, sollte die Widerstandsmessung kontinuierlich während der Messroutine wiederholt werden.

Für die Bestimmung des Widerstands werden im Stillstand drei konstante Stromzeiger mit jeweils 120° Phasenversatz zum statorfesten System eingeregelt. Durch die Messung des zugehörigen Spannungsabfalls kann der Widerstand jeder Phase bestimmt werden:

$$R_{Sx} = \frac{u_x}{i_x} \quad x \in \{U, V, W\} \quad (3.1)$$

Üblicherweise ist der Sternpunkt jedoch nicht frei zugänglich, sodass nur Leiter-Leiter-Spannungen messtechnisch erfasst werden können. Diese werden dann zunächst in Phasenspannungen, bezogen auf einen fiktiven Sternpunkt, umgerechnet. Dazu wird angenommen, dass die Spannung im Nullsystem 0 V entspricht.

$$u_U = \frac{u_{UV} - u_{WU}}{3} \quad (3.2)$$

$$u_V = \frac{u_{VW} - u_{UV}}{3} \quad (3.3)$$

$$u_W = \frac{u_{WU} - u_{VW}}{3} \quad (3.4)$$

Hierbei ist zu beachten, dass die Messmethode keine Modellierung der Frequenzabhängigkeiten des Statorwiderstands zulässt. Im Betrieb mit $\omega_S \neq 0$ tritt in der Statorwicklung zudem Stromverdrängung auf, welche den realen Widerstand im Betrieb im Vergleich zum gemessenen DC-Widerstand erhöht. Die Stromverdrängung umfasst hierbei mehrere Effekte, welche zu einer inhomogenen Stromverteilung innerhalb der Wicklung führen. Für elektrische Maschinen sind insbesondere der Skin- und Proximity-Effekt sowie der Einfluss des Nutstrefelds auf die Stromverteilung im Leiter und in der Wicklung relevant (siehe auch Kapitel 2.1.3) [84]. Der Einfluss der Stromverdrängung nimmt mit steigender Speisefrequenz zu. Wird der Widerstand im Stillstand gemessen, ergibt sich folglich eine Unterschätzung des Statorwiderstands R_S bzw. des ohmschen Spannungsanteils.

Da der ohmsche Spannungsanteil bei hoher Drehzahl meist klein gegenüber der induzierten Spannung ist, kann dieser Fehler zumeist vernachlässigt werden.

In der Praxis zeigt sich zudem, dass bei der Vermessung der Wicklungswiderstände mittels durch den Stromrichter eingepprägter DC-Ströme aufgrund der begrenzten Messgenauigkeit oft größere Asymmetrien ermittelt werden, als real im Prüfling vorliegen. Dies zeigt sich in Form zusätzlicher räumlicher Oberwellen der Flussverkettungen, die ausschließlich geradzahigen Vielfachen der Grundwelle entsprechen. Daher wurde für die in diesem Kapitel gezeigten Identifikationen lediglich ein mittlerer Statorwiderstand verwendet.

3.1.2 Identifikation der Statorflussverkettung

Die Bestimmung der Flussverkettungen erfolgt bei konstanter Drehzahl. Hierbei ist jedoch zu beachten, dass sowohl bei der Vermessung als auch bei der anschließenden Modellierung Eisenverluste und Stromverdrängung nicht berücksichtigt werden.

Der Einfluss der Eisenverluste kann jedoch nach dem Bertotti-Modell abgeschätzt werden, welches Hystereseverluste, Wirbelstrom- und Proximityverluste umfasst. Dabei steigen die Hystereseverluste linear mit der Frequenz des magnetischen Felds, während die Wirbelstromverluste proportional zu f^2 und die Proximityverluste proportional zu $f^{\frac{3}{2}}$ zunehmen [85]. Um den Fehler durch Eisenverluste zu minimieren, sollte daher die Drehzahl bzw. Speisefrequenz möglichst gering gewählt werden.

Alternativ kann der Einfluss von frequenzabhängigen Eisen- und Kupferverlusten auch explizit berücksichtigt werden. Werden die Verluste bei der Vermessung und Modellierung vernachlässigt, führt dies zu einem Verkippen der identifizierten Kennfelder. Wird etwa die PSM-Vermessung bei positiver und negativer Drehzahl durchgeführt, kann dieser Einfluss bei einer symmetrischen Maschine durch Mittelung der jeweils identifizierten Kennfelder reduziert werden [73, 86]. Darüber hinaus ist es möglich, die Verlustanteile zu identifizieren und beispielsweise über einen variablen Eisenverlustwiderstand in das Modell zu integrieren [73, 86].

Für die ASM beschreibt [87] ein standardisiertes Testverfahren zur Bestimmung des Eisenverlustwiderstands, der im T-Ersatzschaltbild der ASM zur Betriebspunktabhängigen Verlustmodellierung verwendet wird. In [88] werden die Eisenverluste für die ASM über den gesamten Betriebsbereich anhand der Leistungsdifferenz aus elektrischer Eingangsleistung und mechanischer Ausgangsleistung bestimmt. Die Modellierung erfolgt hierbei mittels transformatorisch gekoppeltem variablem Ersatzwiderstand oder einem Verlustkennfeld. Die Messmethodik lässt sich grundsätzlich auch auf die PSM, SyRM und FESM übertragen.

Ziel der Vermessung und Modellierung ist die Reduktion der Gesamtverluste bei der Wahl der stationären Betriebspunkte in der Regelung. In [89] wird für die PSM ein Verfahren zur Identifikation von Maximum-Torque-Per-Loss (MTPL)-Betriebspunkten auch unter Berücksichtigung von PWM-Verlusten vorgestellt.

[90] berücksichtigt bei der Wahl des Betriebspunkts den Eisenverlustwiderstand der SyRM. In [88] werden anhand der ermittelten Messdaten MTPL-Kennfelder für die ASM-Regelung generiert. Da der Schwerpunkt dieser Arbeit auf der flusskennfeldbasierten Strom- bzw. Flussregelung liegt, ist hierfür keine Kenntnis der Verluste erforderlich. Allerdings könnten diese Informationen genutzt werden, um die Stromsollwerte verlustoptimal für den Betrieb des vorgestellten Regelalgorithmus auszuwählen.

Die Identifikation wird entsprechend bei reduzierter Drehzahl bzw. Statorfrequenz durchgeführt, um den Einfluss von Stromverdrängung und Eisenverlusten auf die Güte der Identifikation zu minimieren. Gleichzeitig müssen diese jedoch hinreichend hoch gewählt werden, um eine im Vergleich zum ohmschen Spannungsabfall deutlich größere induzierte Spannung sicherzustellen und so eine präzise Identifikation zu gewährleisten [4, 91]. Die Identifikation der Statorflussverkettungen erfolgt daher deutlich unterhalb der Eckdrehzahl und somit innerhalb des Grunddrehzahlbereichs der Maschine. Somit ist mit dieser Methodik keine Identifikation der Flussverkettungen über den gesamten Drehzahlbereich möglich.

Zur Bestimmung winkelabhängiger Flusskennfelder muss nicht nur die Drehzahl konstant geregelt werden. Zusätzlich sollten auch die Statorströme im rotor(fluss)orientierten Koordinatensystem Gleichgrößen sein. Ist dies der Fall, können alle zeitlichen Ableitungen der stromabhängigen Flussverkettung in der Spannungsgleichung entfallen. In den Statorspannungsgleichungen

$$u_{Sd} = R_S \cdot i_{Sd} + \frac{d\psi_{Sd}}{dt} - \omega_S \cdot \psi_{Sq} \quad (3.5)$$

$$u_{Sq} = R_S \cdot i_{Sq} + \frac{d\psi_{Sq}}{dt} + \omega_S \cdot \psi_{Sd} \quad (3.6)$$

$$(3.7)$$

können somit die zeitlichen Ableitungen der Flussverkettungen in einen winkelabhängigen und einen stromabhängigen Anteil zerlegt und die Spannungsgleichung vereinfacht werden:

$$u_{Sd} = R_S \cdot i_{Sd} + \omega_S \cdot \left(\frac{d\psi_{Sd}}{d\gamma_S} - \psi_{Sq} \right) \quad (3.8)$$

$$u_{Sq} = R_S \cdot i_{Sq} + \omega_S \cdot \left(\frac{d\psi_{Sq}}{d\gamma_S} + \psi_{Sd} \right) \quad (3.9)$$

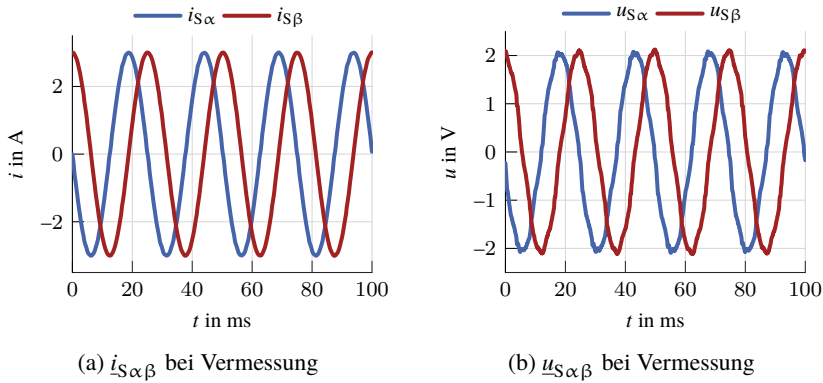


Abbildung 3.2: Spannungen und Ströme im statorfesten $\alpha\beta$ -System

Ausgehend von diesem Gleichungssystem kann die Berechnung der Flussverkettungen entweder im rotorflussorientierten Koordinatensystem mittels einer Fourieranalyse [67, 75] oder im statorfesten Koordinatensystem [47, 71] erfolgen. Da die Auswertung im statorfesten Koordinatensystem weniger mathematische Zwischenrechnungen erfordert, wird im Folgenden diese Variante beschrieben.

Nachdem der Stromregler die vorhandenen Oberschwingungen der Ströme vollständig kompensiert hat und ein stationärer Betriebszustand bei konstanter Drehzahl vorliegt, werden Spannungs- und Stromsignale über mehrere mechanische Perioden hinweg aufgezeichnet. Um die Signalqualität zu verbessern, erfolgt anschließend eine Mittelung dieser Daten über mehrere Perioden. Durch den Zuschnitt auf vollständige mechanische Perioden wird der Einfluss des Leakage-Effekts aufgrund der Fensterung bei der anschließenden Fourieranalyse reduziert.

Zur Bestimmung der Flusskennfelder werden die Mittelwerte jeweils über eine T_A bzw. ein PWM-Intervall gebildet. Dadurch erfolgt eine Umwandlung der getakteten Umrichterspannungen in Spannungsmittelwerte und der resultierende, taktfrequente Stromripple wird aus den Messsignalen entfernt. Diese gemittelten Ströme und Spannungen sind für einen Arbeitspunkt im statorfesten Bezugssystem in Abbildung 3.2 dargestellt.

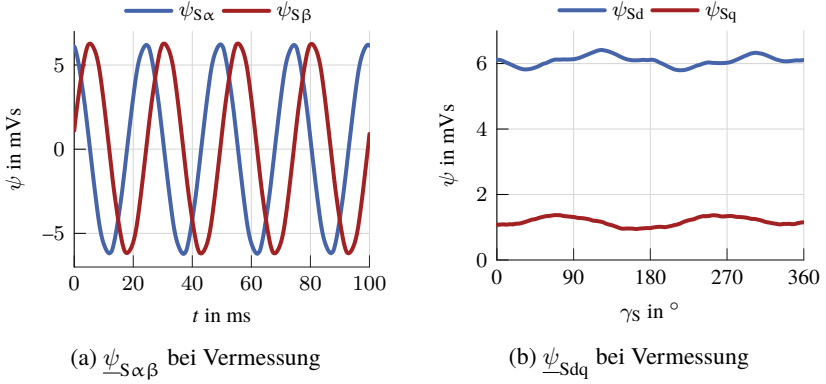


Abbildung 3.3: Flussverkettungen im statorfesten $\alpha\beta$ -System und rotor(fluss)orientierten dq-System

Anhand dieser lassen sich die Flussverkettungen im statorfesten Koordinatensystem berechnen (siehe Abbildung 3.3 (a)):

$$\underline{\psi}_{S\alpha\beta}(t) = \int_0^t (\underline{u}_{S\alpha\beta}(\tau) - R_S(\gamma_S(\tau)) \cdot \underline{i}_{S\alpha\beta}(\tau)) d\tau \quad (3.10)$$

Bei zeitlich konstanter Rotorerregung, wie beispielsweise bei Permanentmagneten oder einer konstant bestromten Rotorwicklung, sind die Flussverkettungen $\underline{\psi}_{S\alpha\beta}$ über eine mechanische Umdrehung mittelwertfrei und weisen keine lineare Drift auf. Offsetfehler in den Spannungs- und Strommessungen können daher im Postprocessing kompensiert werden. Im Anschluss erfolgt die Transformation in das rotor(fluss)orientierte Koordinatensystem (siehe Abbildung 3.3 (b)):

$$\underline{\psi}_{Sdq}(\gamma_S) = \underline{\psi}_{S\alpha\beta}(t) \cdot e^{-j\gamma_S(t)} \quad (3.11)$$

Dies liefert die winkelabhängigen Statorflussverkettungen für einen bestimmten Arbeitspunkt in der dq-Ebene. Um ein vollständiges Kennfeld zu erhalten, muss dieser Vorgang im Stromraum über alle Punkte innerhalb der Stromgrenzen hinweg wiederholt werden. Eine besondere Herausforderung liegt hierbei in der homogenen Stützstellenverteilung innerhalb des Maximalstromkreises.

Bei einer klassischen Verteilung in kartesischen Koordinaten wird der Maximalstrom nicht zuverlässig erreicht. Daher kann es vorteilhaft sein, die Stützstellenverteilung in Polarkoordinaten mit konstanten Amplitudeninkrementen zu verwenden. Dabei kann anstelle konstanter Winkelinkremente der Abstand zwischen benachbarten Punkten auf dem Kreisbogen konstant gehalten werden [1]. Somit können hohe Stützstellendichten nahe des Ursprungs vermieden werden.

Außerdem sollte insbesondere bei der PSM und ASM während der gesamten Messroutine die Temperatur des Prüflings möglichst konstant gehalten werden. Dies lässt sich direkt mittels Temperatursensoren überwachen. Stehen diese nicht zur Verfügung, kann bei der PSM die Leerlaufspannung zur Abschätzung der Magnettemperatur verwendet werden. Alternativ lässt sich die mittlere Stator- und Rotortemperatur anhand der Wicklungswiderstände bestimmen. Abhängig von der Temperatur müssen entsprechende Heiz- oder Kühlzyklen in die Messroutine integriert werden, sodass verschiedene Arbeitspunkte meist nicht unmittelbar nacheinander angefahren werden können.

Stromregelalgorithmus zur Vermessung der Statorflussverkettung

Zur Reduktion der Stromüberschwingungen wird in dieser Arbeit bei Synchronmaschinen ein Proportional-Integral (PI)-Regler mit winkelabhängigem Integralanteil eingesetzt [47, 92, 93]. Vorteil hierbei ist, dass der Regler identisch zum Grundwellenregler ausschließlich mit linearen Parametern betrieben werden kann. Zudem können ganzzahlige Vielfache der mechanischen Grundfrequenz im Strom kompensiert werden. Das Reglerverhalten ist dabei durch die konservative Parameterwahl nach dem Betragsoptimum robust, was jedoch zu einer längeren Ausregelzeit der Überschwingungen führt. Da für die Parameteridentifikation keine hohe Regeldynamik gefordert ist, eignet sich dieser Ansatz insbesondere für die Parameteridentifikation ohne genaue Maschinenkenntnis. Durch Erweiterung des Regelalgorithmus um die Rotorwinkeldimension γ_R kann zudem eine vollständige Kompensation der rotorabhängigen Harmonischen im Statorstrom der ASM erreicht werden [E9]. Eine Übersicht über die Grundlagen und weitere Verfahren zur Reduktion der Stromüberschwingungen ist in Kapitel 4.4 gezeigt.

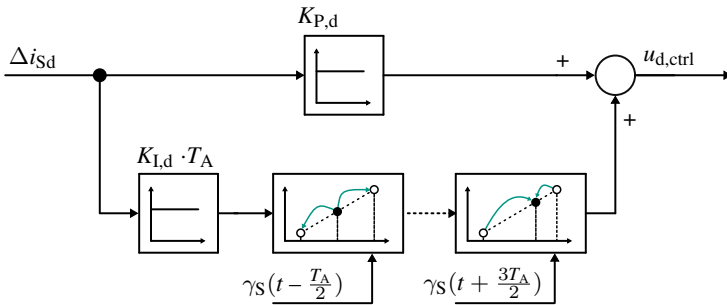


Abbildung 3.4: Schematische Darstellung des repetitive PI-Reglers in der d-Achse

Der Aufbau des Reglers ist in Abbildung 3.4 dargestellt. Der Proportionalanteil entspricht dem eines konventionellen PI-Reglers. Der Integrationspfad wurde hingegen zur Kompensation von Oberschwingungen modifiziert. Hierzu wird der Integrationspfad in der N_{γ_S} -Achse in mehrere Teilpfade untergliedert, zwischen denen eine lineare Interpolation erfolgt.

Die Umsetzung beginnt mit der Skalierung der Sollwertabweichung Δi mit $K_I \cdot T_A$. Die eigentliche Integration findet dann beim Speichervorgang statt. Hierzu werden die Daten für den Winkel γ_S zum Zeitpunkt der Strommessung mittels inverser linearer Interpolation auf die beiden benachbarten Stützstellen verteilt und aufsummiert. Zur Berechnung der Stellspannung wird dann γ_S auf den Mittelpunkt des nächsten Stellerintervalls prädiziert und der Integralwert anschließend durch lineare Interpolation der benachbarten Stützstellen um diesen Winkel ermittelt.

Da die Oberschwingungen periodisch auftreten, ermöglicht dieser Ansatz eine Fehlspannungskompensation und damit eine Reduktion der Stromharmonischen ohne exakte Maschinenkenntnis. Das ist für die Parameteridentifikation entscheidend, da eine Fehlspannungskompensation nach dem in Kapitel 4.4 beschriebenen Verfahren Flusskennfelder voraussetzt, die zum Messzeitpunkt jedoch noch nicht verfügbar sind.

Die Auslegung des Reglers erfolgt für die ohmsch-induktive Strecke nach dem Betragsoptimum [24]. Die Totzeiten des Systems werden mittels eines PT_1 -Gliedes angenähert. Die Summenzeitkonstante T_σ setzt sich aus der Rechentotzeit T_A , der mittleren Stellertotzeit $0,5 \cdot T_A$ und der Zeitkonstante für die Messung von $0,5 \cdot T_A$ zusammen [94]. Entsprechend ergibt sich die Summenzeitkonstante zu:

$$T_\sigma = 2 \cdot T_A \quad (3.12)$$

Für die Bestimmung der Proportionalverstärkung werden lineare Maschinenparameter verwendet.

$$\mathbf{K}_P = \begin{pmatrix} K_{P,d} & 0 \\ 0 & K_{P,q} \end{pmatrix} = \frac{1}{2 \cdot T_\sigma} \cdot \begin{pmatrix} L_{Sd} & 0 \\ 0 & L_{Sq} \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

Mit zunehmender Sättigung verringert sich jedoch die partielle Ableitung des Flusskennfelds nach den Stromkomponenten, also die differentielle Induktivität. Infolge der Abweichung der differentiellen Induktivitäten der Regelstrecke von den linearen Parametern im jeweiligen Betriebspunkt kann eine deutliche Reduktion der Reglerverstärkungen erforderlich sein, um die Stabilität des Reglers über den gesamten Betriebsbereich zu gewährleisten.

Der Verstärkungsfaktor des winkelabhängigen Integralteils unterliegt keiner Sättigung, da wie beim konventionellen PI-Regler ausschließlich der Widerstand zur Parametrierung herangezogen wird.

$$\mathbf{K}_I = \begin{pmatrix} K_{I,d} & 0 \\ 0 & K_{I,q} \end{pmatrix} = \frac{1}{2 \cdot T_\sigma} \cdot \begin{pmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

Die Parametrierung gilt ausschließlich für SyRM und PSM, da diese keinen Rotorkreis besitzen. Für FESM und ASM sind zusätzliche spezifische Anpassungen notwendig, welche in Kapitel 3.2 erläutert werden.

3.2 Erweiterte Identifikation für die FESM

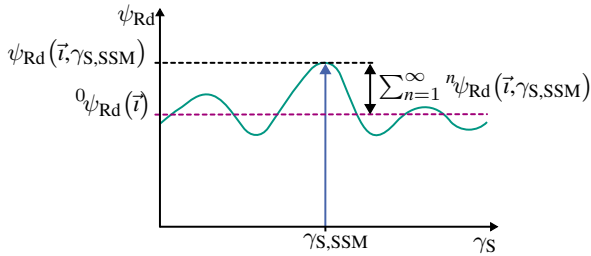


Abbildung 3.5: Bestimmung des Grundwellenanteils der Rotorflussverkettung durch Kombination der SSM und CSM [E6]

Die Identifikation der FESM beruht im Wesentlichen auf [E5, E6]. Diese erweitern die Verfahren für SyRM und PSM, da bei der FESM zusätzlich der Rotorstromkreis berücksichtigt werden muss. Folglich müssen sowohl die Stator- als auch die Rotorflussverkettungen in Abhängigkeit von den Strömen im Stator und Rotor sowie dem Rotorlagewinkel bestimmt werden.

Wird die zuvor beschriebene Vermessung der Statorflussskennfelder auf die FESM angewendet, so muss dieselbe Messroutine um die Rotordimension erweitert werden. Zusätzlich zu unterschiedlichen Stromkombinationen in der i_{Sdq} -Ebene ist eine Variation der Rotorströme i_{Rd} notwendig. Hierbei ist zu beachten, dass sich die beschriebene Identifikation am Prüfstand am physikalischen Strom durch die Erregerwicklung i_e orientiert. Entsprechend erfolgt auch die Regelung auf den Erregerstrom i_e anstelle von i_{Rd} . Die Skalierung auf i_{Rd} erfolgt anschließend im Postprocessing. Die Vermessung wird ebenfalls bei konstanter Drehzahl (CSM-Verfahren) durchgeführt, wobei die Oberschwingungen der Ströme durch einen geeigneten Regleransatz kompensiert werden müssen.

Da die Statorspannungsgleichungen maschinentypunabhängig sind, lassen sich die Statorflussskennfelder wie zuvor gezeigt direkt bestimmen. Die Herausforderung besteht jedoch in der Ermittlung der winkelabhängigen Rotorflussskennfelder.

Anschaulich zeigt sich dies anhand der Spannungsgleichungen des Rotors.

$$u_{Rd} = R_R \cdot i_{Rd} + \frac{d\psi_{Rd}}{dt} \quad (3.15)$$

Zusätzlich zu den Statorströmen wird auch der Rotorstrom konstant gehalten. Daher vereinfacht sich die zeitliche Ableitung zu:

$$\frac{d\psi_{Rd}}{dt} = \frac{\partial \psi_{Rd}}{\partial \vec{r}} \underbrace{\frac{d\vec{r}}{dt}}_{=0} + \frac{\partial \psi_{Rd}}{\partial \gamma_S} \frac{d\gamma_S}{dt} \quad (3.16)$$

Somit folgt für die Rotorspannungsgleichung:

$$u_{Rd} = R_R \cdot i_{Rd} + \frac{\partial \psi_{Rd}}{\partial \gamma_S} \cdot \omega_S \quad (3.17)$$

Der Rotorwiderstand wird durch eine DC-Messung bei niedrigen Drehzahlen ermittelt. Dadurch lassen sich winkel- und drehzahlabhängige Einflüsse des Übertragers weitgehend eliminieren. Dies ermöglicht die Bestimmung des ohmschen Spannungsabfalls im Rotor, wodurch die flussändernde Spannung berechnet werden kann. Gleichung (3.17) zeigt, dass hierbei jedoch ausschließlich der Oberwellenanteil der Rotorflussverkettung in der induzierten Spannung enthalten ist. Im Gegensatz zum Statorkreis hat die Grundwelle der Flussverkettung im Rotorkreis keinen sinusförmigen Verlauf, sondern ausschließlich einen Gleichanteil. Da dieser jedoch zu keiner induzierten Spannung an den Rotorklemmen führt, ist eine Identifikation des Grundwellenanteils der Rotorflussverkettung auf diese Weise nicht möglich.

Um eine vollständige Identifikation der FESM zu ermöglichen, wird die Methode um eine SSM-Messroutine bei festgebremstem Rotor erweitert. Dies ermöglicht die Bestimmung der Flussverkettungen von Stator und Rotor für den definierten Winkel $\gamma_{S,SSM}$. Durch die Kombination beider Messungen kann zunächst der Offset der Rotorflussverkettung für einen Winkel und daraus der komplette winkelabhängige Verlauf der Flussverkettungen bestimmt werden. Dies ist grafisch in Abbildung 3.5 dargestellt. Da die SSM-Messroutine um Testsignale im Stator und insbesondere Rotor ergänzt werden muss, ist diese nur an Prüflingen mit Schleifringübertrager zum Rotorkreis anwendbar.

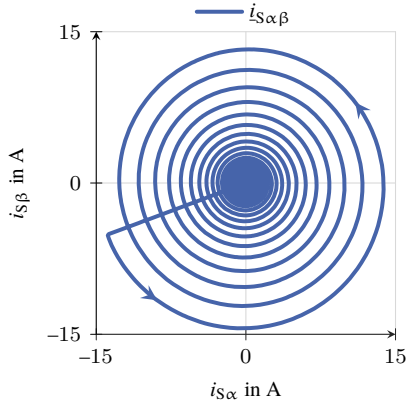


Abbildung 3.6: Entmagnetisierung vor Beginn der Messung [S4]

Durch Mittelung der winkelabhängigen Flusskennfelder über die Winkeldimension können abschließend die Grundwellenkennfelder für die Regelung bestimmt werden.

3.2.1 Flusskennfelder im Stillstand

Die Bestimmung der Flusskennfelder im Stillstand erfolgt nach [E5] und orientiert sich an der Identifikation von PSM nach [82].

Die Vermessung des Prüflings erfolgt bei arretierter Rotorposition und definierter Lage $\gamma_{S,SSM}$, wobei die Rotorlage zur späteren Kombination der Ergebnisse von SSM und CSM zwar beliebig gewählt werden kann, jedoch exakt bekannt sein muss. Voraussetzung für die Messung ist eine vollständig entmagnetisierte Maschine, damit ein definierter, flussfreier Ausgangszustand vorliegt und die nachfolgende Integration der flussändernden Spannung zur Bestimmung der Flussverkettung ohne Offset erfolgen kann. Hierzu wird zunächst ein rotierender Statorstromraumzeiger mit abnehmender Amplitude eingeprägt. Die resultierende Trajektorie ist in Abbildung 3.6 dargestellt.

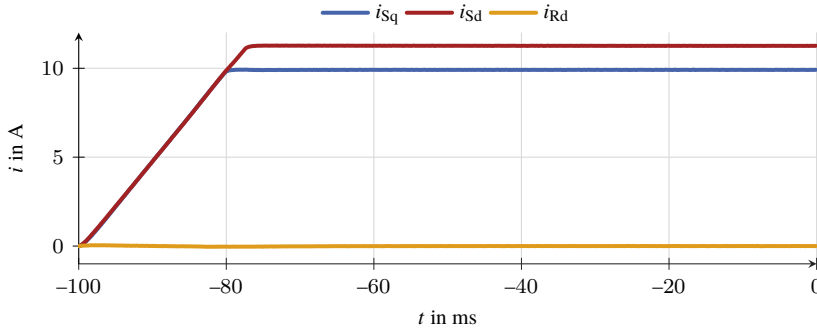


Abbildung 3.7: Einregeln des Stator-Arbeitspunkts zur Bestimmung des Flussoffsets [E5]

Es wird angenommen, dass der Prüfling anschließend vollständig flussfrei ist, sodass die Flussverkettungen wie folgt berechnet werden können:

$$\psi_{Sd} = \int (u_{Sd}(t) - R_S \cdot i_{Sd}(t)) dt, \quad (3.18)$$

$$\psi_{Sq} = \int (u_{Sq}(t) - R_S \cdot i_{Sq}(t)) dt, \quad (3.19)$$

$$\psi_{Rd} = \int (u_{Rd}(t) - R_R \cdot i_{Rd}(t)) dt \quad (3.20)$$

Zur Bestimmung der Flussverkettungen muss das Verfahren aus [82] erweitert werden. Da die FESM im Gegensatz zur PSM eine zusätzliche Rotorkomponente aufweist, erfolgt die Testsignalanregung im Rotor. Die Statorströme werden währenddessen konstant auf einem Betriebspunkt gehalten. Dies ist insbesondere bei Rotoren mit hoher Windungszahl im Vergleich zur Statorwicklung von Vorteil, da die durch das Testsignal induzierte Spannung im Statorwicklungssystem so nur geringe Amplituden erreicht, welche zu keiner Schädigung führen und zuverlässig durch den Regler kompensiert werden können. Nach erfolgter Entmagnetisierung wird in der Messroutine zunächst der gewünschte Stator-Arbeitspunkt eingeregelt. Der Vorgang ist in Abbildung 3.7 dargestellt. Währenddessen werden die Spannungen und Ströme im Rotor aufgezeichnet, um daraus die Rotorflussverkettung zu Beginn der Testsignalanregung zu bestimmen.

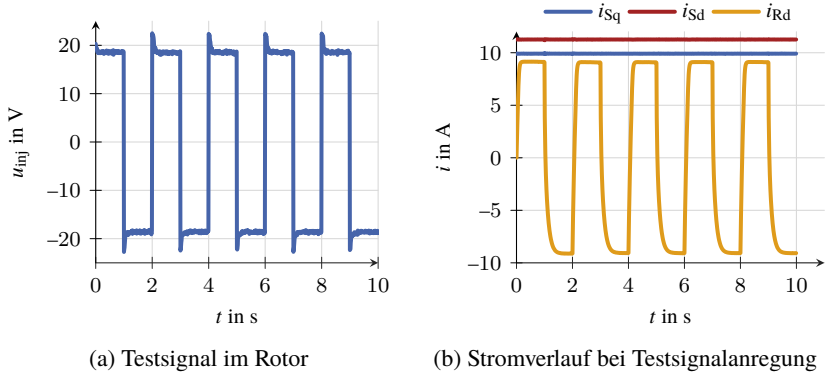


Abbildung 3.8: Testsignalanregung und Stromantwort des DUT [E5]

Nach Erreichen des stationären Arbeitspunkts wird eine rechteckförmige Sollspannung als Testsignal angelegt (siehe Abbildung 3.8(a)). Die Injektionsdauer T_{inj} und Injektionsamplitude u_{inj} müssen so gewählt werden, dass der Strom am Ende jeder Injektionsperiode annähernd konstant ist und dem maximalen Rotorstrom entspricht (siehe Abbildung 3.8(b)).

Bei Annahme eines PT_1 -Verhaltens für den Rotorkreis können folgende Näherungswerte für die Vermessung verwendet werden:

$$u_{inj} = i_{R,max} \cdot R_R \quad (3.21)$$

$$T_{inj} = 5 \cdot \frac{L_{Rd}}{R_R} \quad (3.22)$$

Diese Werte dienen als Ausgangspunkt für die Parametrierung des Identifikationsalgorithmus. Am Prüfstand kann jedoch aufgrund nichtlinearer Effekte und Parameterabweichungen eine Anpassung erforderlich sein.

Auf Basis von Gleichung (3.20) lässt sich der Zeitverlauf des Integrals der flussändernden Spannung berechnen. Während der Messung wird der Widerstand dabei kontinuierlich nachgeführt, um Offsetfehler zu minimieren. Dieser kann direkt aus den stationären Phasen der Testsignalanregung, also dem Bereich konstanter Ströme, ermittelt werden [82]. Der zeitliche Verlauf ist in Abbildung 3.9(b) dargestellt.

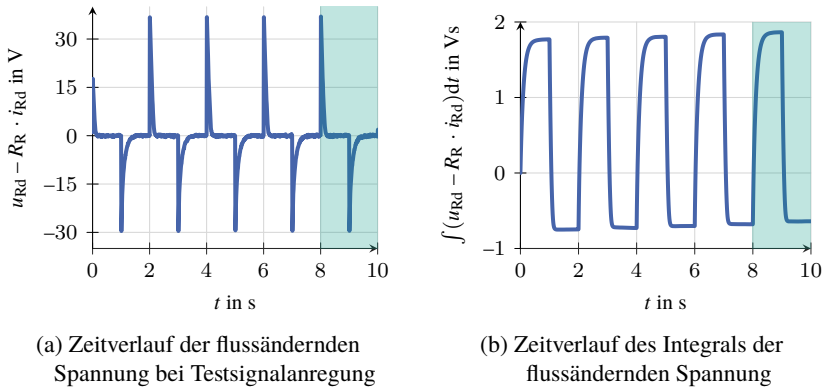
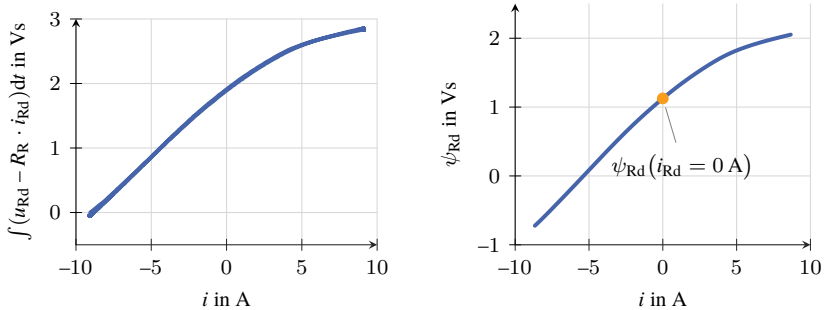


Abbildung 3.9: Auswertung der flussändernden Spannung zur Berechnung der Flussverkettungen [E5]

Um aus den Daten ein Flusskennfeld zu generieren, wird zunächst das Integral der flussändernden Spannung über dem Rotorstrom aufgetragen (siehe Abbildung 3.10(a)). Hierfür wird das letzte Intervall der Messung aus Abbildung 3.9(b) ausgewertet. Theoretisch ist zu erwarten, dass die Messpunkte eine geschlossene Hystereseschleife bilden. In der Praxis besitzen die Messsysteme jedoch nur eine begrenzte Genauigkeit, und Parameter wie der Rotorwiderstand lassen sich nur mit begrenzter Genauigkeit bestimmen. Da die Identifikation auf einer offenen Integration basiert, führen diese Ungenauigkeiten zu einer zeitlichen Drift der Messung. Infolgedessen unterscheiden sich Start- und Endpunkt der Messung hinsichtlich der Flussverkettungen trotz identischem Strom. Zur Bereinigung der Daten von Messfehlern und Hystereseeffekten erfolgt anschließend ein *splineFIT* gemäß [95].

Um aus den relativen Flussänderungen (siehe Abbildung 3.10(a)) die Flussverkettungen (siehe Abbildung 3.10(b)) zu erhalten, muss die Kurve abschließend um den Offset durch das Einregeln des Statorarbeitspunkts verschoben werden. Dadurch entspricht der Wert der Flussverkettung in Abbildung 3.10(b) dem bei $i_{Rd} = 0$ A der ermittelten Rotorflussverkettung nach Einregeln des Statorarbeitspunkts in Abbildung 3.7. Somit sind die Funktionen der Flussverkettungen (ψ_{Sd} , ψ_{Sq} , ψ_{Rd}) in Abhängigkeit von i_{Rd} für die Statorstromkombination aus Abbildung 3.7 bestimmt.



(a) Integral der flussändernden Spannung (b) Offsetkorrektur der Flussverkettung

Abbildung 3.10: Bestimmung der Flussverkettung in Abhängigkeit des Stroms [E5]

Um ein vollständiges Flusskennfeld für den gewählten Identifikationswinkel γ_{SSM} zu erhalten, wird die Messung für weitere Statorstromkombinationen innerhalb des Maximalstromkreises wiederholt, bis vollständige dreidimensionale Flusskennfelder vorliegen.

Stromregelalgorithmus zur Vermessung im Stillstand

Der für die Vermessung eingesetzte Regler basiert auf [E10]. Die Parametrierung erfolgt auf Grundlage linearer Maschinenparameter. Um auch im Sättigungsbereich eine stabile Regelung zu gewährleisten, wird die Reglerdynamik gezielt reduziert, sodass keine exakte Kenntnis der Maschinenparameter erforderlich ist.

Eine präzise Identifikation ist jedoch nur möglich, wenn die Statorströme während der Testsignalanregung im Rotor konstant bleiben. Um den Einfluss des Testsignals auf die Statorströme zu minimieren, sind daher zusätzliche Anpassungen am Regler notwendig. Der angepasste Regleransatz ist in Abbildung 3.11 dargestellt, welcher während der Testsignaleinprägung zum Einsatz kommt. Beim Einregeln des Arbeitspunkts, wie in Abbildung 3.7, kommt der Regler aus Kapitel 3.2.2 zum Einsatz. Die Modifikationen betreffen zum einen die Entkopplung, zum anderen die Vorsteuerung von Spannungsfehlern mittels Fehlerspeicher.

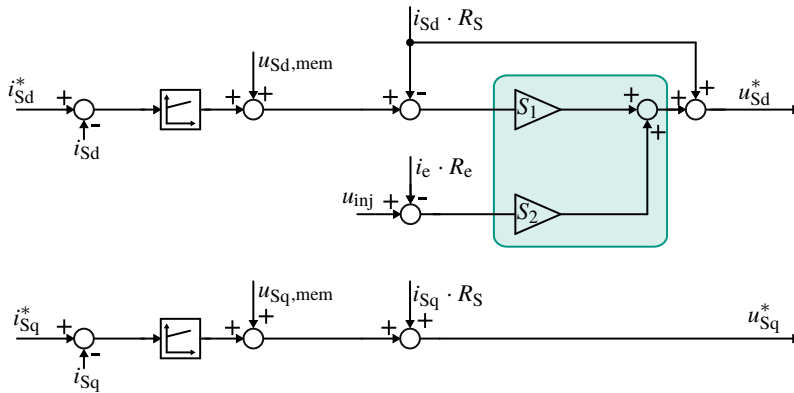


Abbildung 3.11: Adaptierter Regleralgorithmus mit Entkopplung (grün) für die Parameteridentifikation im Stillstand [E5]

Im Gegensatz zum stromgeregelten Betrieb im Rotorkreis wird die Rotorspannung durch das Testsignal vorgegeben und nicht die Sollspannung über der Rotorstreuinduktivität geregelt. Entsprechend erfolgt die Entkopplung lediglich für die Sd-Achse. Die entkoppelte Stellspannung u_{Sd}^* kann auf Basis des magnetischen Kreises berechnet werden. Dabei werden folgende Annahmen getroffen:

1. Der magnetische Kreis verhält sich linear. Es ist keine Sättigung vorhanden.
2. Das Verhältnis von Streuinduktivität zur Gesamtinduktivität ist in der d-Achse von Rotor und Stator identisch. Dies führt zu identischen Streuziffern für Rotor und Statorkreis.

$$\sigma = \sigma_d = \sigma_e \quad (3.23)$$

Somit teilen sich auch die Streuinduktivitäten gleichmäßig auf Stator und Rotor auf.

$$\sigma = \frac{L_{e,\sigma}}{L_e} = \frac{L_{S,\sigma}}{L_{Sd}} \quad (3.24)$$

3. Das Übersetzungsverhältnis zwischen Rotor- und Statorwicklungen in der d-Achse ergibt sich aus dem Verhältnis der Wickelfaktoren (ξ_R , ξ_{Sd}) und Windungszahlen (w_R , w_S). Da beide Wicklungen denselben magnetischen Hauptflusspfad nutzen, kann das Übersetzungsverhältnis äquivalent über die Quadratwurzel des Verhältnisses der Hauptinduktivitäten von Rotor und Stator bestimmt werden. Da $L_e^{(r)}$ auf die physikalische (einphasige) Rotorwicklung und nicht auf eine äquivalente dreiphasige Rotorwicklung bezogen ist, muss zusätzlich der Faktor $2/3$ berücksichtigt werden (siehe Kapitel 2.1.4).

Unter der Annahme identischer Streuziffern σ in beiden Wicklungssystemen ergibt sich somit:

$$\frac{\xi_{Sd} \cdot w_S}{\xi_R \cdot w_R} = \sqrt{\frac{2 \cdot L_{Sd}}{3 \cdot L_e^{(r)}}} \quad (3.25)$$

Auf Basis dieser Annahmen ergibt sich folgende Stellspannung:

$$u_{Sd}^* = i_{Sd} \cdot R_S + (u_{d,ctrl} - i_{Sd} \cdot R_S) \cdot \underbrace{\left(2 - \frac{L_{S,\sigma}}{L_{Sd}}\right)}_{S_1} \quad (3.26)$$

$$+ (u_{inj} - i_e \cdot R_e) \cdot \underbrace{\sqrt{\frac{2 \cdot L_{Sd}}{3 \cdot L_e^{(r)}}} \left(1 - \frac{L_{S,\sigma}^{(r)}}{L_{Sd}^{(r)}}\right)}_{S_2} . \quad (3.27)$$

Hierbei ist zu beachten, dass der Regelalgorithmus, im Gegensatz zum vorgestellten Regleransatz aus Kapitel 4, eine Regelung des Erregerstroms i_e durchführt. Da keine Umrechnung auf i_{Rd} erfolgt, sind die Induktivitäten (L_e , $L_{e,\sigma}$) sowie der Rotorwiderstand um den Faktor $3/2$ gegenüber den entsprechenden Parametern (R_R , L_{Rd}) bezogen auf i_{Rd} skaliert.

Eine weitere Modifikation ist die adaptive Kompensation von Spannungsfehlern mittels Fehlerspeicher. Das Prinzip orientiert sich am RC-Ansatz. Während bei drehenden Maschinen für identische Winkel gleiche Spannungsfehler auftreten, ist in diesem Fall der Winkel konstant.

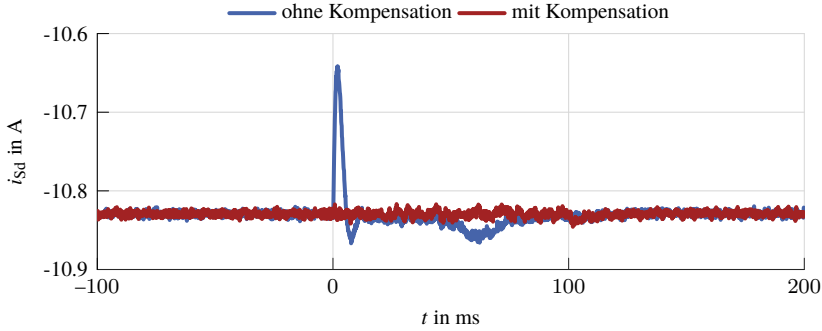


Abbildung 3.12: Kompensation der Testsignalanregung für eine fallende Flanke des Testsignals bei $t = 0$ s [S4]

Die Störungen im Stator werden durch das rechteckförmige Testsignal u_{inj} im Rotor erzeugt, das transformatorisch auf den Stator koppelt. Da das Testsignal rechteckförmig ist, sind die Einflüsse jeweils bei identischen Flanken des Testsignals gleich. Die Kompensation erfolgt also mittels zweier Fehlerspeicher für die jeweilige Flanke des Testsignals von $-u_{inj}$ auf $+u_{inj}$ und von $+u_{inj}$ auf $-u_{inj}$.

Der Einfluss des Testsignals auf den Stator nimmt dabei mit zunehmendem Abstand vom Sollwertsprung und dem Erreichen des stationären Zustands im Rotor ab. Entsprechend erfolgt die Kompensation zeitdiskret und beginnt jeweils mit der Sollwertänderung des Testsignals, wobei für die Adaption zwischen den unterschiedlichen Polaritäten des Testsignals unterschieden wird.

Der Speicherinhalt für die Kompensation wird für beide Statorachsen identisch berechnet. Für die d-Achse ergibt sich im zeitdiskreten Fall für das n -te Element:

$$\begin{aligned}
 u_{Sd,mem}[n] = & u_{d,ctrl}[n-2] - u_{d,ctrl}[n_0-1] \\
 & + (i_{Sd}[n] - i_{Sd}[n-1]) \cdot \frac{L_{S,\sigma}}{T_\sigma} \\
 & - \left(\frac{i_{Sd}[n] + i_{Sd}[n-1]}{2} - i_{Sd}^* \right) \cdot R_S
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

Das Element $[n_0 - 1]$ beschreibt hierbei den letzten Wert vor dem Polaritätswechsel des Testsignals u_{inj} zum Zeitpunkt $[n_0]$. Der Speicher enthält somit nur den dynamischen Fehleranteil. Statische Anteile wie beispielsweise die Kompensation des ohmschen Spannungsabfalls und die Ausgangsspannung des Reglers werden entfernt.

Da die Streuinduktivität bei Sättigung abnimmt, kann $L_{S,\sigma}$ grundsätzlich geringer angesetzt werden. Dies ermöglicht eine stabile Kompensation in allen Betriebsbereichen auf Kosten der Konvergenzgeschwindigkeit. Die Auswirkungen der Kompensation auf die Stromgüte sind in Abbildung 3.12 dargestellt.

Um die Betriebspunkte im Stator einzuregeln, wird ein PI-Regler in Rotororientierung eingesetzt. Die Reglerparameter in der d-Achse unterscheiden sich von denen für PSM und SyRM, da die Streckendynamik hier von der Streuinduktivität dominiert wird. Vereinfachend wird angenommen, dass die Koppelinduktivität die Summenstreuinduktivität beschreibt, welche sich hälftig auf Stator und Rotor aufteilt.

$$L_{S,\sigma} = \frac{L_{\sigma,tot}}{2} \quad (3.29)$$

Daraus ergibt sich die Parametrierung des Reglers über die Koppelinduktivität:

$$\mathbf{K}_P = \frac{1}{2 \cdot T_\sigma} \cdot \begin{pmatrix} 2 \cdot L_{S,\sigma} & 0 \\ 0 & L_{Sq} \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

Die Integralverstärkung wird analog zur PSM bestimmt:

$$\mathbf{K}_I = \frac{1}{2 \cdot T_\sigma} \cdot \begin{pmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

Alle Parameter für Regelung und Entkopplung lassen sich vorab durch eine Testsignalanregung im Stator und Rotor bestimmen [E10]. Für die d-Achse wird dazu zunächst im Stator eine Spannung bei offenen Rotorklemmen angelegt. Aus der Stromantwort ergibt sich L_{Sd} . Wird derselbe Versuch mit kurzgeschlossenen Rotorklemmen durchgeführt, kann die Summe der Streuinduktivitäten aus Stator- und Rotorkreis $L_{\sigma,tot}$ bestimmt werden. Die rotorseitigen Induktivitäten werden analog über eine Testsignalanregung im Rotor bestimmt. Da die Kopplung der q-Achse mit dem Rotorkreis vernachlässigt werden kann, ist hier lediglich eine Messung mit offenen Statorklemmen erforderlich.

3.2.2 Flusskennfelder bei konstanter Drehzahl

Im Anschluss an die Bestimmung der Rotorflussverkettungen für einen Winkel $\gamma_{S,SSM}$ wird eine Vermessung der FESM bei konstanter Drehzahl durchgeführt, um die vollständigen, winkelabhängigen Stator- und Rotorflussverkettungen zu ermitteln. Das Grundprinzip ist identisch zu dem der PSM und SyRM, wobei zusätzlich der Rotorstrom variiert und dessen Oberschwingungen kompensiert werden müssen.

Die Auswertung erfolgt daher für den Stator, wie auch bei der PSM und SyRM im statorfesten Koordinatensystem, während der Erregerkreis im rotororientierten System ausgewertet wird. Wie zuvor beschrieben, kann hierbei die Grundwelle der Rotorflussverkettung nicht direkt ermittelt werden, sondern ausschließlich deren Oberwellenanteil $^{(>0)}\psi_{Rd}$.

$$\underline{\psi}_{S\alpha\beta}(t) = \int_0^t \underline{u}_{S\alpha\beta}(\tau) - R_S(\gamma_S) \cdot \dot{i}_{S\alpha\beta}(\tau) d\tau \quad (3.32)$$

$$^{(>0)}\psi_{Rd}(t) = \int_0^t u_{Rd}(\tau) - R_R \cdot i_{Rd}(\tau) d\tau \quad (3.33)$$

Auch bei der CSM der FESM sind beide Flussverkettungen jeweils mittelwertfrei und weisen keine lineare Drift auf, sodass mögliche Offsets in der Messung im Postprocessing kompensiert werden können. Die Datenaufzeichnung und -auswertung erfolgen im stationären Zustand über mehrere mechanische Perioden. Dies ermöglicht die Erfassung winkelabhängiger Effekte, die beispielsweise aufgrund von Fertigungstoleranzen niedrigere Ordnungen als die elektrische Grundwelle aufweisen können.

Anschließend werden die Daten in das rotororientierte dq-System transformiert. Die Flussverkettungen bzw. deren Oberwellen liegen dann in Abhängigkeit des Rotorlagewinkels γ_S vor. Für die Rotorflussverkettung entspricht dies der Fourierreihe ohne Oberwellenanteil, wobei $^n\psi_{Rd}$ der n -ten Ordnung entspricht:

$$\sum_{n=1}^{\infty} ^n\psi_{Rd}(\vec{t}, \gamma_S) = ^{(>0)}\psi_{Rd}(\gamma_S(t)) \quad (3.34)$$

Durch die Kombination der Messergebnisse aus CSM und SSM lässt sich die Grundwelle der Rotorflussverkettung ${}^0\psi_{\text{Rd}}$ wie folgt bestimmen:

$${}^0\psi_{\text{Rd}}(\vec{i}) = \underbrace{\psi_{\text{Rd}}(\vec{i}, \gamma_{\text{S,SSM}})}_{\text{Ergebnis (SSM)}} - \underbrace{\sum_{n=1}^{\infty} n\psi_{\text{Rd}}(\vec{i}, \gamma_{\text{S,SSM}})}_{\text{Ergebnis (CSM für } \gamma_{\text{S,SSM}})} \quad (3.35)$$

Dabei beschreibt $\vec{i}$ den Punkt im dreidimensionalen Stromraum:

$$\vec{i} = [i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}, i_{\text{Rd}}]^T \quad (3.36)$$

Mit der ermittelten Grundwellenamplitude kann das vollständige, winkelabhängige Kennfeld bestimmt werden:

$$\psi_{\text{Rd}}(\vec{i}, \gamma_{\text{S}}) = \underbrace{{}^0\psi_{\text{Rd}}(\vec{i})}_{\text{Ergebnis Gleichung (3.35)}} + \underbrace{\sum_{n=1}^{\infty} n\psi_{\text{Rd}}(\vec{i}, \gamma_{\text{S}})}_{\text{Ergebnis CSM}} \quad (3.37)$$

Für den Betrieb des modellprädiktiven Regelalgorithmus aus Kapitel 4 ist keine Kenntnis der Oberwellen erforderlich. Eine Erweiterung des Reglers um winkelabhängige Komponenten ist jedoch grundsätzlich denkbar. Bei der FESM dient die Identifikation der winkelabhängigen Flusskennfelder primär der präzisen Bestimmung der Grundwellenkomponenten und stellt somit nur ein Nebenprodukt dar.

Stromregelalgorithmus zur rotierenden Vermessung

Der im Folgenden vorgestellte Regelalgorithmus kommt sowohl bei der CSM als auch bei der SSM zum Einsatz. Bei der SSM wird dieser ohne Oberschwingungskompensation zum Einregeln des Statorarbeitspunkts (siehe Abbildung 3.7) verwendet. In der CSM ist jedoch die Oberschwingungskompensation zur Vermessung der Flusskennfelder aktiv. Im Vergleich zu Kapitel 3.1.2 wird der Regelalgorithmus um den Rotorkreis ergänzt, sodass auch ein Rotorsollstrom i_{e}^* eingeregelt werden kann. Eine detaillierte Beschreibung findet sich in [E10] und [E6]. Der vollständige Regelkreis ist in Abbildung 3.13 dargestellt.

Im Vergleich zur SSM kann die Entkopplung um den Rotorkreis erweitert werden, da bei der CSM keine Testsignaleinprägung erfolgt. Unter den Annahmen aus Kapitel 3.2.1 ergibt sich folgender Entkopplungsterm:

$$u_{Sd} = (u_{d,ctrl} - R_S \cdot i_{Sd}) + w_R \cdot \xi_R \cdot \frac{d\phi_h}{dt} + R_S \cdot i_{Sd} - \omega_S \cdot \psi_{Sq} \quad (3.38)$$

$$u_e = (u_{e,ctrl} - R_e \cdot i_e) + w_S \cdot \xi_{Sd} \cdot \frac{d\phi_h}{dt} + R_e \cdot i_e \quad (3.39)$$

Dabei gilt für den Hauptfluss ϕ_h

$$\frac{d\phi_h}{dt} = \frac{1 - \sigma}{\sigma} \cdot \left(\frac{u_{d,ctrl} - R_S \cdot i_{Sd}}{w_S \cdot \xi_{Sd}} + \frac{u_{e,ctrl} - R_e \cdot i_e}{w_R \cdot \xi_R} \right) \quad (3.40)$$

Hierbei ist zu beachten, dass nicht die exakten Werte für w_R , ξ_R , w_S und ξ_{Sd} , sondern lediglich das effektive Übersetzungsverhältnis bekannt sein muss, da ausschließlich der Quotient in der Entkopplung verwendet wird.

Die Reglerparameter werden abschließend um den Rotorkreis erweitert. Da der Rotor in der Sd-Achse liegt, dominiert auch im Rotorkreis die Rotorstreuinduktivität die Strecke.

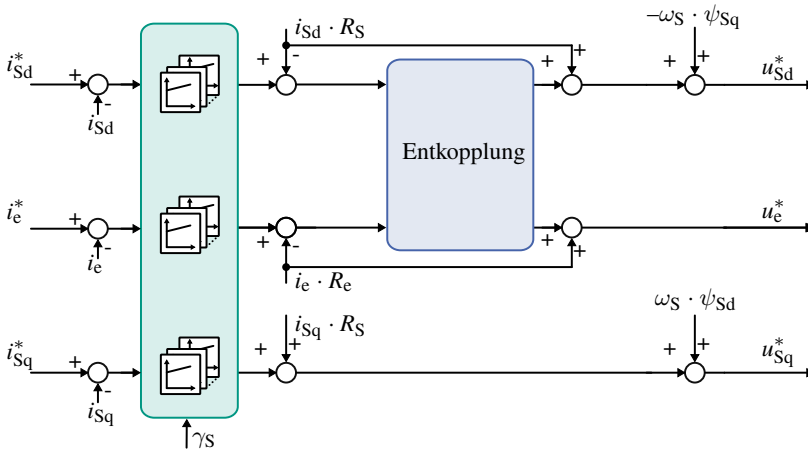


Abbildung 3.13: Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des Reglers für die CSM

Es wird ebenfalls von einer hälftigen Aufteilung der Streuinduktivitäten gemäß dem Transformator-Ersatzschaltbild ausgegangen:

$$L_{S,\sigma} = \frac{L_{\sigma,\text{tot}}}{2} \quad (3.41)$$

$$L_{e,\sigma}^{(r)} = \frac{L_{\sigma,\text{tot}}}{2} \quad (3.42)$$

Die Reglerparameter ergeben sich somit zu:

$$\mathbf{K}_P = \frac{1}{2 \cdot T_\sigma} \cdot \begin{pmatrix} L_{S,\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & L_{S,q} & 0 \\ 0 & 0 & L_{e,\sigma}^{(r)} \end{pmatrix} \quad (3.43)$$

$$\mathbf{K}_I = \frac{1}{2 \cdot T_\sigma} \cdot \begin{pmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_R \end{pmatrix} \quad (3.44)$$

3.3 Erweiterte Identifikation für die ASM

Die Besonderheit der ASM besteht darin, dass weder die Rotorgrößen noch die Orientierung des Koordinatensystems direkt messbar sind. Daher erfolgt die Parameteridentifikation in mehreren Schritten:

1. Widerstandsbestimmung des Statorwiderstands durch DC-Messung
2. Bestimmung der Streu- und Hauptinduktivitäten mittels Leerlauf- und Kurzschlussmessungen (siehe [87])
3. Parametrierung des linearen PI-Reglers zur Flusskennfeldvermessung (siehe Kapitel 3.3.1)
4. Vermessung der Flusskennfelder in einem zufällig orientierten Koordinatensystem
5. Bestimmung eines Rotorzeitkonstanten-Kennfelds
6. Reorientierung der Kennfelder in Rotorflussorientierung

7. Bestimmung der Hauptflussverkettung und Extrapolation dynamischer Flusskennfelder

Der Identifikationsprozess wurde in [E4] veröffentlicht und orientiert sich an [10, 88]. Im folgenden Abschnitt wird die Messmethodik exemplarisch anhand des Prüflings aus Kapitel 5.1.2 erläutert.

3.3.1 Streuinduktivitäten, Hauptinduktivität und Rotorwiderstand

Wie auch bei den anderen Maschinentypen wird zunächst der Statorwiderstand mittels Gleichstrommessung in allen drei Phasen bestimmt. Der Hauptfluss wird anschließend über eine Leerlaufmessung ermittelt. Hierbei wird der Stator mit einem Drehspannungssystem von konstanter Frequenz ω_S und zunehmender Amplitude gespeist. Die Drehzahl ist synchron zur Speisefrequenz. Es gilt entsprechend:

$$\omega_R = 0 \text{ rads}^{-1} \quad (3.45)$$

$$i_{Rq} = 0 \text{ A} \quad (3.46)$$

$$i_{Sq} = 0 \text{ A} \quad (3.47)$$

Im stationären Zustand kann zudem angenommen werden, dass der Rotorstrom in der d-Achse der RFO vollständig abgeklungen ist:

$$i_{Rd} = 0 \text{ A} \quad (3.48)$$

Der Prüfling befindet sich also in einem konstanten Magnetisierungszustand, wobei die gemessene Spannungsamplitude in der q-Achse und die Stromamplitude aufgrund des Betriebszustands ausschließlich in der d-Achse liegt.

$$u_{Sq} \approx \hat{u}_S \quad (3.49)$$

$$i_{Sd} \approx \hat{i}_S \quad (3.50)$$

Die Flussverkettung lässt sich über die Statorspannungsgleichung berechnen:

$$\psi_{Sd} \approx \frac{\hat{u}_S - R_S \cdot \hat{i}_S}{\omega_S} \quad (3.51)$$

Anhand der Flussverkettungen kann auch die Statorinduktivität zur Reglerparametrierung mit linearen Parametern berechnet werden.

$$L_{Sd} = L_h + L_{S,\sigma} = \frac{\psi_{Sd}}{\hat{i}_S} \quad (3.52)$$

Im nächsten Schritt erfolgt der Kurzschlussversuch. Laut [87] ist hierfür der Rotor zu blockieren und die Statorfrequenz auf 25 % der Bemessungsfrequenz zu reduzieren. Abweichend davon wurde ein Reverse-Rotation-Test bei konstanter Drehzahl anstelle eines Locked-Rotor-Tests durchgeführt [96]. Die Statorfrequenz wurde identisch zum Leerlaufversuch gewählt, die Drehzahl des Prüflings invertiert. Dies hat den Vorteil, dass keine Blockiereinrichtung benötigt wird. Jedoch kommt es in diesem Versuch aufgrund der Stromverdrängung im Rotor zu einer Überschätzung des Rotorwiderstands. Die Methode eignet sich dennoch für eine schnelle, initiale Parametrierung des Reglers.

Da im Vergleich zur Leerlaufmessung die wirksame Induktivität lediglich aus der Streuinduktivität besteht, muss die Spannungsamplitude deutlich kleiner gewählt werden, um innerhalb der Stromgrenzen des Prüflings zu bleiben.

Es gelten folgende Annahmen:

$$i_{Sq} \approx \hat{i}_S \quad (3.53)$$

$$i_{Sd} \approx 0 \text{ A} \quad (3.54)$$

$$u_{Sd} \approx \hat{u}_S \quad (3.55)$$

Die Flussverkettung kann dann mit der Sq-Spannungsgleichung bestimmt werden, wobei hier auch ω_S der Speisefrequenz entspricht.

$$\psi_{Sq} \approx \frac{-\hat{u}_S + R_S \cdot \hat{i}_S}{\omega_S} \quad (3.56)$$

Da die wirksame Induktivität in der q-Achse die Summenstreuinduktivität ist, kann diese aus der Flussverkettung bestimmt werden.

$$L_{\sigma,\text{tot}} = \frac{\psi_{Sq}}{\hat{i}_S} \quad (3.57)$$

In dieser Arbeit wird angenommen, dass sich die Streuinduktivitäten näherungsweise hälftig aufteilen. Damit können die Stator- und Rotorstreuinduktivität wie folgt bestimmt werden:

$$L_{S,\sigma} \approx L_{R,\sigma} \approx \frac{L_{\sigma,\text{tot}}}{2} \quad (3.58)$$

Diese Annahme steht im Kontrast zu [87], in welchem das Verhältnis der Streuinduktivitäten in Abhängigkeit des Maschinendesigns spezifiziert wird. Alternativ kann eine genauere Aufteilung durch zusätzliche Messungen erfolgen [97].

Mit den Streuinduktivitäten und der Statorinduktivität lässt sich die Hauptinduktivität bestimmen:

$$L_h = L_{Sd} - L_{S,\sigma} \quad (3.59)$$

Der Rotorwiderstand kann über die Rotorverluste $P_{R,Cu}$ abgeschätzt werden:

$$P_{R,Cu} = \frac{3}{2} \cdot R_R \cdot i_{Rq}^2 \quad (3.60)$$

Die Rotorverluste verhalten sich proportional zur Luftspaltleistung, abhängig vom Verhältnis der Rotor- zur Statorfrequenz [50]:

$$P_L = \frac{3}{2} \cdot \left(\Re \left\{ \underline{u}_{Sdq} \cdot \underline{i}_{Sdq} \right\} - R_S \cdot \left\| \underline{i}_{Sdq} \right\|^2 \right) \quad (3.61)$$

$$\frac{P_{R,Cu}}{P_L} = \frac{\omega_R}{\omega_S} \quad (3.62)$$

Da der Rotorstrom nicht direkt messbar ist, erfolgt eine indirekte Bestimmung. Wie zuvor in Kapitel 2.1.4 wird auch hierzu angenommen, dass $L_{R,\sigma} \ll L_h$. Entsprechend gilt für i_{Rq} :

$$i_{Sq} \approx -i_{Rq} \quad (3.63)$$

Der Rotorwiderstand lässt sich somit wie folgt berechnen:

$$R_R = \frac{\omega_R \left(\Re \left\{ \underline{u}_{Sdq} \cdot \underline{i}_{Sdq} \right\} - R_S \cdot \left\| \underline{i}_{Sdq} \right\|^2 \right)}{i_{Rq}^2} \quad (3.64)$$

Die so bestimmten linearen Parameter dienen der initialen Parametrierung des Stromreglers für die rotierende Vermessung der ASM.

Stromregelalgorithmus

Da für die ASM keine winkelabhängigen Flusskennfelder identifiziert werden, sind die Anforderungen an den Regelalgorithmus deutlich geringer als bei den anderen Maschinentypen. Es kommt daher ein linearer PI-Regler ohne Oberschwingungskompensation zum Einsatz. Eine entsprechende Erweiterung kann jedoch analog zu den anderen Maschinentypen erfolgen [E9].

Die Parametrierung des Reglers basiert auf den initial identifizierten Werten aus der DC-Messung sowie aus Leerlauf- und Kurzschlussversuch:

$$\mathbf{K}_P = \frac{1}{2 \cdot T_\sigma} \cdot \begin{pmatrix} L_{S,\sigma} & 0 \\ 0 & L_{S,\sigma} \end{pmatrix} \quad (3.65)$$

$$\mathbf{K}_I = \frac{1}{2 \cdot T_\sigma} \cdot \begin{pmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{pmatrix} \quad (3.66)$$

Die Wahl der Summenzeitkonstante erfolgt analog zu den anderen Regelverfahren in der Parameteridentifikation.

$$T_\sigma = 2 \cdot T_A \quad (3.67)$$

Zur Bestimmung des Rotorflusswinkels wird das lineare Strommodell aus Abbildung 3.14 verwendet. Die Rotorzeitkonstante ergibt sich aus den Ergebnissen der Kurzschluss- und Leerlaufversuche:

$$\tau_R = \frac{L_{Rd}}{R_R} = \frac{L_h + L_{R,\sigma}}{R_R} \quad (3.68)$$

Hierbei ist zu beachten, dass es aufgrund der Überschätzung des Rotorwiderstands durch den Reverse-Rotation-Test zu Abweichungen zwischen der realen und berechneten Rotorzeitkonstanten kommt. Dieser Effekt wird zusätzlich durch Nichtlinearitäten im magnetischen Kreis und die Betriebspunktabhängigkeit des Rotorwiderstands verstärkt. In der Folge kann es zu einer Fehlausrichtung des rotorflussorientierten Bezugssystems kommen.

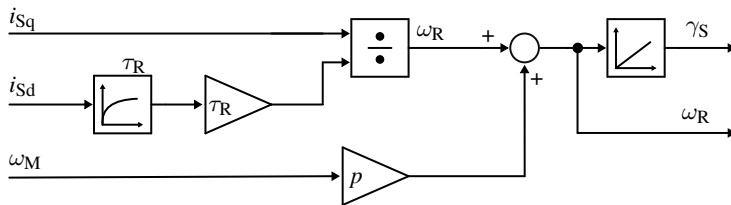


Abbildung 3.14: Lineares Strommodell zur Identifikation der Statorflusskennfelder

Die Sollwerte für Spannung und Strom werden im Betrieb daher nicht exakt erreicht, was zu Drehmomentabweichungen und einer reduzierten Reglerdynamik infolge fehlerhafter Vorsteuerung führt. Da der Regler ausschließlich zur Vermessung eingesetzt wird, führt dies in der Praxis jedoch ausschließlich zu einer Abweichung in der Stützstellenverteilung bzw. einer Reduktion der Reglerdynamik. Dies stellt jedoch für die Güte der identifizierten Parameter keine Einschränkung dar.

3.3.2 Bestimmung der Rotorzeitkonstanten-Kennfelder

Um die Kennfelder des Prüflings in RFO vermessen zu können, muss zunächst die Rotorzeitkonstante bestimmt werden, da sie die Orientierung des Bezugssystems für die FOC definiert. Aufgrund der Rotordynamik der ASM kann die Rotorflussorientierung durch die Auswertung des transienten Verhaltens bestimmt werden. Voraussetzung hierfür ist, dass die Rotordynamik deutlich träger ist als die durch die Stromregelung im Statorkreis erzielbare Dynamik. Das Verfahren orientiert sich an [98].

Zur transienten Bestimmung der Rotorzeitkonstante wird zunächst ein stationärer Arbeitspunkt eingeregelt. Anschließend wird der i_{Sq} -Strom auf 0 A gesetzt, während der i_{Sd} -Strom-Sollwert unverändert bleibt. Dies ist in Abbildung 3.15 dargestellt. Anhand der Änderung der Flussverkettungen an der DUT kann ein möglicher Fehler in der gewählten Rotorzeitkonstante des Strommodells ermittelt werden. Dazu werden die Flussverkettungen wie zuvor anhand von Gleichung (3.74) bestimmt. Bei idealer Orientierung fällt ψ_{Sq} mit der Dynamik der Stromregelung bzw. der Dynamik der Statorzeitkonstanten auf 0 Vs ab. Dies liegt daran, dass der i_{Sq} -Fluss ausschließlich dem Streufluss entspricht, welcher üblicherweise etwa eine Größenordnung kleiner als der Hauptfluss ist [50].

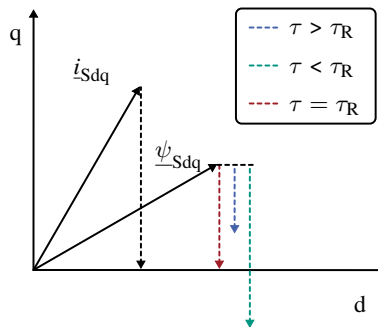


Abbildung 3.15: Zeiger der Ströme und Flussverkettungen während der transienten Vermessung [E4]

Die q-Achse weist somit aufgrund des fehlenden Rotorflusses die höchste relative Flusssdynamik auf. Ist die Rotorzeitkonstante im Strommodell nicht korrekt, sondern zu klein oder zu groß gewählt, tritt eine Fehlorientierung auf. Diese bewirkt, dass ein Anteil der relativ träge reagierenden Rd-Flussverkettung fälschlicherweise der Sq-Achse zugeordnet wird. Dies äußert sich in einem PT₁-Verhalten in der identifizierten Sq-Flussverkettung, wobei dessen Zeitkonstante der Rotorzeitkonstante entspricht.

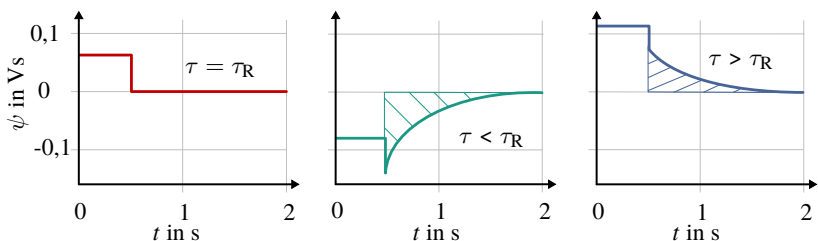


Abbildung 3.16: $e_{\psi_{\text{Sq}}}$ in Abhängigkeit des gewählten τ_{R} im gemessenen Arbeitspunkt
[E4]

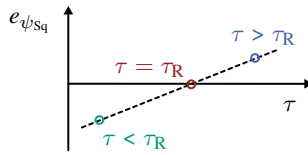


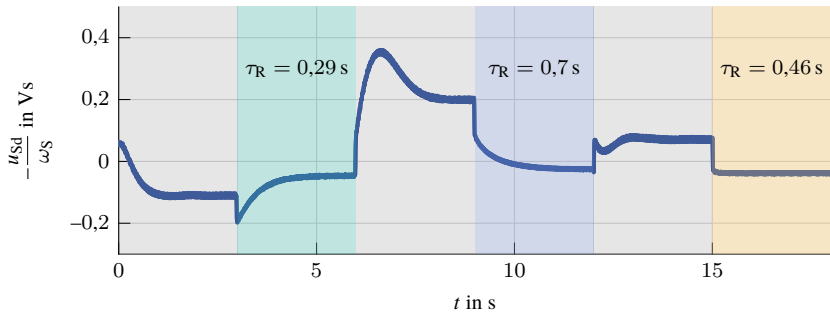
Abbildung 3.17: Interpolation und Schätzung von τ_R anhand von $e_{\psi_{sq}}$ [E4]

Da ψ_{sq} bei korrekt gewählter Rotorzeitkonstante direkt auf 0 Vs abfallen sollte, kann die Fluss-Zeit-Fläche von ψ_{sq} als Metrik für die Fehlorientierung verwendet werden.

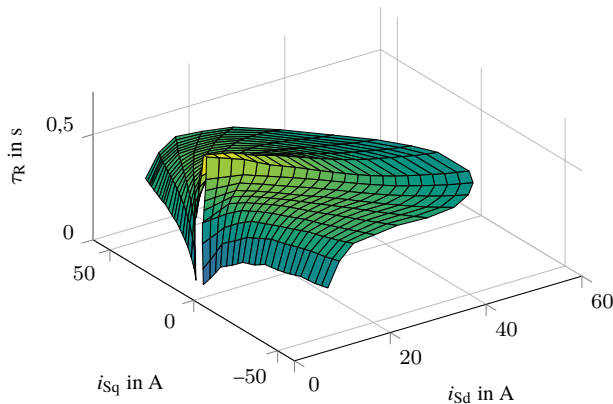
$$e_{\psi_{sq}} = \int \psi_{sq} dt \quad (3.69)$$

Anhand des Vorzeichens von $e_{\psi_{sq}}$ lässt sich unmittelbar erkennen, ob der aktuelle Wert von τ_R zu groß oder zu klein gewählt wurde. Beispielhaft ist dies in Abbildung 3.16 für unterschiedliche Fehler der Rotorzeitkonstanten in einem Arbeitspunkt gezeigt. Die Bestimmung des Rotorzeitkonstanten-Kennfelds erfolgt anschließend automatisiert mittels eines iterativen Verfahrens. Zunächst werden zwei beliebige Startwerte von τ_R im erwarteten Bereich vermessen.

Nach der Auswertung des Fehlerintegrals wird mittels linearer Interpolation zwischen den beiden ermittelten $e_{\psi_{sq}}$ -Werten ein neuer Schätzwert für τ_R berechnet (siehe Abbildung 3.17). Anschließend erfolgt eine erneute Messung und Bestimmung des Fehlerintegrals. Der neue Schätzwert für τ_R wird wiederum mittels linearer Interpolation unter Verwendung der beiden Werte mit den geringsten Abweichungen ermittelt. Dieser Prozess wird so lange wiederholt, bis entweder die gewünschte Identifikationsgenauigkeit erreicht oder die maximale Anzahl an Messzyklen überschritten ist. Ein beispielhafter Messzyklus am Prüfstand ist in Abbildung 3.18 dargestellt. Wird die Vermessung über den gesamten Betriebsbereich durchgeführt, ergibt sich ein Rotorzeitkonstantenkennfeld wie in Abbildung 3.19. Hierbei sind insbesondere zwei Bereiche charakteristisch: Für hohe Rotorfrequenzen, welche bei kleinen Sd-Strömen und hohen Sq-Strömen vorliegen, ist eine Abnahme der Rotorzeitkonstanten erkennbar. Diese resultiert aus dem Anstieg des Rotorwiderstands R_R infolge von Stromverdrängung.


 Abbildung 3.18: Verläufe von ψ_{Sd} bei unterschiedlichen Rotorzeitkonstanten [S2]

Mit steigendem Sd-Strom kommt es zudem zur Sättigung der Hauptinduktivität, welche ebenfalls zu einer abnehmenden Rotorzeitkonstante führt. Das Kennfeld der Rotorzeitkonstante kann im Folgenden auch für eine genauere Berechnung des Rotorwiderstands genutzt werden, welcher durch die Überschätzung bei der Bestimmung mittels Reverse-Rotation-Test bislang nicht präzise vorliegt. Die Berechnung anhand der Rotorzeitkonstanten wird in Kapitel 3.4 gezeigt.


 Abbildung 3.19: Durch transiente Messung identifiziertes Kennfeld von τ_R [S2]

3.3.3 Vermessung der Statorflussskennfelder

Die Vermessung der Statorflussskennfelder orientiert sich an [88] und erfolgt analog zur zuvor beschriebenen Methodik für Synchronmaschinen. Zu beachten ist hierbei, dass die Orientierung des Rotorflusses ausschließlich indirekt über einen zuvor parametrisierten Flussbeobachter oder Flussschätzer bestimmt werden kann, welcher die Orientierung der FOC definiert. Daher muss die betriebspunktabhängige Rotorzeitkonstante vor Beginn der Vermessung bekannt sein. Da für die Vermessung lediglich die Orientierung, nicht jedoch eine vollständige Vorsteuerung der Rotorgrößen erforderlich ist, kann das lineare Strommodell durch eine Adaption von τ_R im PT_1 -Glied in ein nichtlineares Strommodell überführt werden.

Alternativ kann die Vermessung in einem beliebigen Bezugssystem erfolgen, welches durch die identifizierten linearen Maschinenparameter aus Kapitel 3.3.1 sowie durch die entsprechende Parametrierung des Strommodells definiert ist. Da sich die Maschinenparameter infolge von Effekten wie Sättigung und Stromverdrängung verändern, kommt es zwangsläufig zu einer Fehlorientierung, die ebenfalls vom aktuellen Betriebspunkt abhängt. Eine detaillierte Analyse zur Verstimmung des Strommodells und deren Auswirkungen ist in [99] zu finden. Anschließend müssen die Kennfelder wieder in die RFO überführt werden, um eine FOC zu ermöglichen. Die entsprechende Methodik wird in [E4] beschrieben. Außerdem lässt sich die Rotorzeitkonstante auch mithilfe der stationär erfassten Kennfelder in beliebiger Orientierung abschätzen, was eine Reorientierung im RFO ermöglicht [E4].

Im Unterschied zu anderen Arbeiten [10, 100] erfolgt die Messung bei konstanter Statorfrequenz anstelle einer konstanten mechanischen Drehzahl. Dies basiert auf der Annahme, dass die Eisenverluste hauptsächlich im Stator auftreten und primär von Frequenz sowie der Durchflutung bzw. der Stromamplitude abhängen [91]. Dieses Vorgehen wird auch in [88] angewandt. Durch eine konstante Statorfrequenz wird der frequenzabhängige Einfluss der Eisenverluste im Stator auf die Messdaten reduziert. Die Drehzahl muss dabei in Abhängigkeit vom gewünschten Sollwert variiert werden, da auch die Schlupffrequenz betriebspunktabhängig ist.

$$n = \frac{60}{2 \cdot \pi \cdot p} (\omega_S - \omega_R) \quad (3.70)$$

Die Schlupffrequenz wird mithilfe des Endwertsatzes abgeschätzt:

$$\omega_R = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{i_{Sq}}{\left(\frac{\tau_R}{1 + \tau_R \cdot s} \right) \cdot i_{Sd}} = \frac{i_{Sq}}{\tau_R \cdot i_{Sd}} \quad (3.71)$$

Daraus ergibt sich die mechanische Drehzahl zu:

$$n = \frac{60}{2\pi \cdot p} \left(\omega_S - \frac{i_{Sq}}{\tau_R \cdot i_{Sd}} \right) \quad (3.72)$$

Die Vermessung wird auf Betriebspunkte beschränkt, bei denen die resultierende mechanische Drehzahl die Belastungsgrenzen des Prüflings nicht überschreitet. Betriebspunkte mit geringem i_{Sd} , welche zu sehr hohen Drehzahlen führen würden, werden daher ausgeschlossen. Die Messpunkte werden polar verteilt, um die Stromgrenze einzuhalten. Die resultierende Verteilung ist in Abbildung 3.20 dargestellt. Da keine Oberwellenflussverkettungen erfasst werden sollen, kann die Bestimmung der Flussverkettungen direkt im dq-System erfolgen:

$$\psi_{Sd,stat} = \frac{u_{Sq} - R_S \cdot i_{Sq}}{\omega_S} \quad (3.73)$$

$$\psi_{Sq,stat} = \frac{-u_{Sd} + R_S \cdot i_{Sd}}{\omega_S} \quad (3.74)$$

Zur Minimierung von Messfehlern und zur Reduktion von Oberwelleneinflüssen auf die Identifikation werden die Messwerte über mehrere mechanische Perioden aufgezeichnet und gemittelt. Die ermittelten Kennfelder sind in Abbildung 5.4 dargestellt. Wie zu erwarten zeigt die d-Achse hierbei eine deutliche Sättigung, welche in der q-Achse kaum ausgeprägt ist.

Die Vermessung wurde bei einer konstanten Statorfrequenz von 25 Hz durchgeführt. Die Stromamplitude wurde dabei von 0 A bis 55 A in 2,5 A-Schritten variiert. Der maximale Stromwinkel beträgt $|88^\circ|$, was im gezeigten Beispiel zu 529 Arbeitspunkten führt. Die Rotorzeitkonstante des Strommodells wurde aus den zuvor beschriebenen Messungen mit 0,24 s bestimmt. In jedem Arbeitspunkt werden Messdaten über 25 mechanische Perioden aufgezeichnet. Der Statorwiderstand wird regelmäßig bestimmt. Eine Temperaturregelung der Maschine ist technisch nicht möglich, sodass durch Temperaturänderungen innerhalb der Maschine grundsätzlich Parameterabweichungen auftreten können.

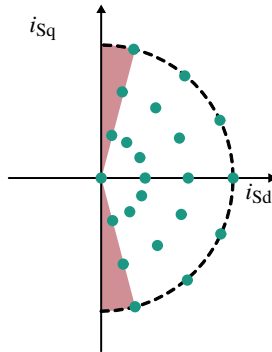


Abbildung 3.20: Stützstellenverteilung für die Vermessung der Flusskennfelder; ausgeschlossener Bereich aufgrund hoher mechanischer Belastung [S2]

Aufgrund der niedrigen Leistungsdichte von $0,13 \text{ kWkg}^{-1}$ wird jedoch angenommen, dass Temperatureinflüsse vernachlässigt werden können.

Bei Antrieben mit höherer Leistungsdichte kommt es durch Temperaturänderung insbesondere zu Abweichungen in den Stator- und Rotorwiderständen, welche im Verlauf der Messung entsprechend ermittelt und nachgeführt werden müssen [101]. Da der Statorwiderstand bereits periodisch innerhalb der Messroutine erfasst wird, liegt der Fokus auf dem Rotorwiderstand. So kann beispielsweise durch regelmäßige Neubestimmung der Rotorzeitkonstante (siehe Kapitel 3.3.2) für einen identischen Arbeitspunkt oder regelmäßige Kurzschlussversuche (siehe Kapitel 3.3.1) der Rotorwiderstand nachgeführt werden. Die Änderung des Rotorwiderstands lässt so eine indirekte Temperaturbestimmung des Rotorkäfigs zu [102], welche auch zur aktiven Temperierung innerhalb der Messroutine verwendet werden kann. Je nach Antrieb kommt es nicht nur in der Parameteridentifikation, sondern auch im Betrieb zu Abweichungen der Modellparameter. Diese wurden in der vorliegenden Arbeit nicht behandelt. Kapitel 4.1 gibt jedoch eine kurze Übersicht über mögliche Verfahren.

3.3.4 Extrapolation dynamischer Flusskennfelder

Die Vermessung der Statorflusskennfelder erfolgte bisher nur für den statischen Fall, bei vollständig abgeklungenem Rotorstrom. Für einen dynamischen Betrieb müssen jedoch alle Betriebspunkte für

$$i_{Rd} \neq 0 \quad (3.75)$$

berücksichtigt werden. Ferner ist auch das Rotorflusskennfeld zu bestimmen. Zur Ermittlung der Kennfelder wird angenommen, dass die Streuinduktivitäten konstant sind und lediglich die Hauptinduktivität von Sättigungseffekten beeinflusst wird. Liegen nichtlineare Streuinduktivitäten vor, kann die Methodik der Extrapolation jedoch in gleicher Weise unter Berücksichtigung dieser Nichtlinearitäten angewendet werden. Zunächst ist der Hauptfluss zu bestimmen, welcher sowohl die Statorwicklung als auch die Rotorwicklung durchsetzt. Im T-Ersatzschaltbild (siehe Abbildung 2.24) wird dieser durch den Magnetisierungsstrom $i_{\mu,d}$ gebildet, der durch die Hauptinduktivität fließt. Dieser Strom ergibt sich aus der Summe von Stator- und Rotorstrom:

$$i_{\mu,d} = i_{Sd} + i_{Rd} \quad (3.76)$$

In der stationären Messung ist der Rotorstrom vollständig abgeklungen. Entsprechend gilt hier:

$$i_{\mu,d} \approx i_{Sd} \quad (3.77)$$

Mit steigendem $i_{\mu,d}$ nimmt die Durchflutung entlang der d-Achse zu. Abhängig von den Materialparametern und dem Aufbau der Maschine resultiert daraus der Hauptfluss. Dieser wird zudem durch die Kreuzsättigung, also den Strom in der q-Achse, beeinflusst.

Unter der Annahme, dass keine weiteren Einflussfaktoren vorliegen, lässt sich die Hauptflussverkettung wie folgt berechnen:

$$\psi_{h,stat} = \psi_{Sd}(i_{\mu,d}, i_{Sq}) - L_{S,\sigma} \cdot i_{Sd} \quad (3.78)$$

Da die Hauptflussverkettung somit in Abhängigkeit des Magnetisierungsstroms bekannt ist, kann diese auch für den dynamischen Fall, also $i_{Rd} \neq 0$, ausgewertet werden. Gleiches lässt sich auch für die Flussverkettung der q-Achse durchführen.

Die Bestimmung der dynamischen Flusskennfelder erfolgt unter Verwendung konstanter Streuinduktivitäten, des zuvor ermittelten Hauptflussverkettungskennfelds sowie des vermessenen Flusskennfelds der q-Achse. Das Rotorflusskennfeld wird analog zum Statorflusskennfeld berechnet. Für die Flussverkettung in q-Richtung wird angenommen, dass sie sowohl vom Sq-Strom als auch durch die Kreuzsättigung beeinflusst wird, welche durch den Hauptfluss in der d-Achse hervorgerufen wird. Entsprechend ergeben sich daraus die dynamischen Flusskennfelder zu:

$$\psi_{Sd}(i_{Sd}, i_{Sq}, i_{Rd}) = \psi_{h,stat}(i_{Sd} + i_{Rd}, i_{Sq}) + L_{S,\sigma} \cdot i_{Sd} \quad (3.79)$$

$$\psi_{Sq}(i_{Sd}, i_{Sq}, i_{Rd}) = \psi_{Sq,stat}(i_{Sd} + i_{Rd}, i_{Sq}) \quad (3.80)$$

$$\psi_{Rd}(i_{Sd}, i_{Sq}, i_{Rd}) = \psi_{h,stat}(i_{Sd} + i_{Rd}, i_{Sq}) + L_{R,\sigma} \cdot i_{Rd} \quad (3.81)$$

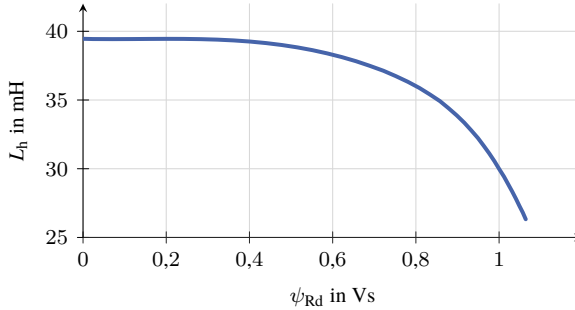
Trotz der getroffenen Annahmen zeigt ein Abgleich mit der FEM-Simulation, dass die Abweichung bei einer vergleichbaren Maschinengeometrie wie der des DUT unter 1 % bezogen auf den Maximalwert der Flussverkettung liegt [E4]. Die Abweichung resultiert hauptsächlich aus den als konstant angenommenen Streuinduktivitäten. Dieser Fehler ließe sich durch eine transiente, betriebspunktabhängige Bestimmung der Streuinduktivitäten weiter reduzieren. Da diese jedoch typischerweise deutlich kleiner als die Hauptinduktivität sind, bleibt die absolute Kennfeldabweichung grundsätzlich gering.

3.4 Bestimmung der Strommodellparameter

Für den dynamischen Betrieb des Reglers aus Kapitel 4 müssen nicht nur die Flussverkettungen, sondern auch die Strommodellparameter bekannt sein, um eine betriebspunktabhängige Schätzung des Rotorstroms und der Rotorflussverkettung zu ermöglichen.

Die Flusskennfelder der ASM weisen im Vergleich zu anderen Maschinentypen nur eine geringe Kreuzsättigung auf. Ursache hierfür ist die RFO, bei der gilt:

$$\psi_{Rq} \stackrel{\text{def}}{=} 0 \quad (3.82)$$


 Abbildung 3.21: Sekanteninduktivität L_h in Abhängigkeit von ψ_{Rd}

Im Gegensatz zu Synchronmaschinen ist das Bezugssystem der ASM daher so orientiert, dass die Flussverkettung ψ_{Sq} ausschließlich Werte im Bereich des Streuflusses annehmen kann. Da Streu- und Hauptinduktivität sich meist um etwa eine Größenordnung unterscheiden [50], kann auch der Einfluss der q-Achse auf die Flussverkettung der d-Achse als vernachlässigbar angesehen werden. Entsprechend wird angenommen, dass die Hauptinduktivität L_h ausschließlich von der Rotorflussverkettung abhängt:

$$L_h = f(\psi_{Rd}) \quad (3.83)$$

Für die Implementierung im Strommodell gilt somit näherungsweise:

$$\psi_h \approx L_h(\psi_{Rd}) \cdot i_{\mu,d} \quad (3.84)$$

Entsprechend ist L_h als Sekanteninduktivität anstelle einer partiellen Ableitung des Flusskennfelds zu berechnen:

$$L_h(\psi_{Rd}(i_{\mu,d}), i_{\mu,d}) \approx \frac{\psi_{Rd}(i_{\mu,d})}{i_{\mu,d}} \quad (3.85)$$

Bei den Streuinduktivitäten wird die Sättigung vernachlässigt, sodass diese bei der Implementierung im Strommodell als Konstante übergeben werden. Die Kennlinie der Hauptinduktivität ist in Abbildung 3.21 dargestellt.

Wie bereits beschrieben, wird der Rotorwiderstand durch die Kurzschlussmessung bzw. den durchgeführten Reverse-Rotation-Test infolge von Stromverdrängung überschätzt. Für den Betrieb muss dieser korrigiert werden. Da das Kennfeld der Hauptinduktivität bereits vorliegt, lässt sich das Kennfeld des Rotorwiderstands wie folgt bestimmen:

$$R_R(i_{Sd}, i_{Sq}) \approx \frac{L_h(i_{Sd}, i_{Sq}) + L_{R,\sigma}}{\tau_R(i_{Sd}, i_{Sq})} \quad (3.86)$$

Das resultierende Kennfeld ist in Abbildung 3.22 dargestellt. Erwartungsgemäß treten im Bereich hoher S_q -Ströme bei gleichzeitig niedrigen S_d -Strömen hohe Schlupffrequenzen auf, die aufgrund der Stromverdrängung zu einer Erhöhung des Rotorwiderstands führen. Im typischen Maximum-Torque-Per-Ampere (MTPA)-Betriebsbereich der ASM ist R_R aufgrund der geringen Schlupffrequenz jedoch näherungsweise konstant. Entsprechend kann der Betrieb auch mit einem konstanten Rotorwiderstand erfolgen, wobei der Mittelwert des Kennfeldes innerhalb des erwarteten Betriebsbereichs gewählt wird. Im Strommodell kann so im Betrieb anhand des Widerstandskennfelds und der L_h -Kennlinie die Rotorzeitkonstante betriebspunktabhängig nachgeführt werden.

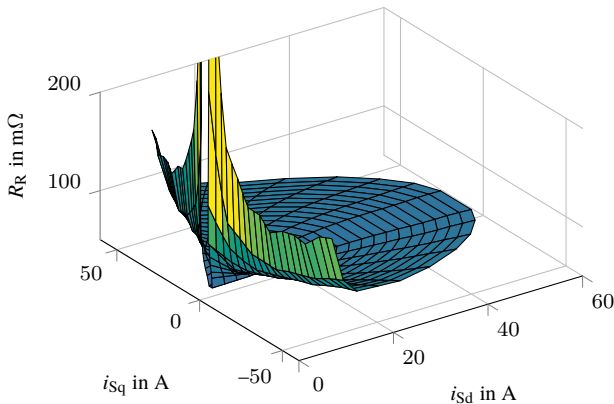


Abbildung 3.22: Geschätztes Kennfeld von R_R anhand von τ_R

4

*„All processes that are stable we shall predict.
All processes that are unstable we shall control.“*

John von Neumann (1903–1957),
überliefert nach Freeman Dyson (1988)

Regelung

Auf Grundlage der einheitlichen Modellbildung von Drehfeldmaschinen in Kapitel 2 wird in diesem Kapitel das im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelte einheitliche Regelverfahren beschrieben. Der Reglerblock ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Das Verfahren stellt eine Verallgemeinerung bekannter prädiktiver Trajektorienregelverfahren [4, 39] dar, indem die spezifische Modellierung der Maschinentypen vereinheitlicht wird. Somit können alle in dieser Arbeit betrachteten Maschinentypen mit einem Regler auf einheitlicher Codebasis betrieben werden. Daraus ergeben sich Effizienz- und Kostenvorteile in der Entwicklung, im Test, bei der Validierung und in der Softwarepflege, da diese nur für eine einheitliche Plattform durchgeführt werden müssen.

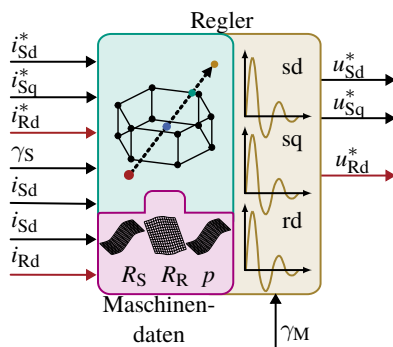


Abbildung 4.1: Blockschaltbild des Reglers (grün) mit Flusskennfeldern (pink), Trajektorienplanung und nachgelagerter Oberschwingungskompensation (braun)

Der Fokus liegt bei der Regelung auf dem Grundwellenbetrieb, wobei Winkelabhängigkeiten im Gesamtsystem im stationären Betrieb online identifiziert und kompensiert werden (siehe Kapitel 4.4). Des Weiteren können auch gezielt Harmonische in die Ströme eingeprägt werden, um die Drehmomentüberschwingungen und das Geräuschverhalten des Antriebs zu optimieren. Dazu werden meist anhand von Mess- oder Simulationsdaten optimierte Stromtrajektorien vorab berechnet und in LUTs gespeichert. Im Betrieb werden die winkelabhängigen Stromsollwerte dann mit einem geeigneten Verfahren eingeregelt [103–107]. Die Methodik ist in der Literatur als Harmonic-Current-Injection (HCI) bekannt.

Es besteht grundsätzlich die Möglichkeit, den vorgestellten Regelalgorithmus um winkelabhängige Effekte in den Flussverkettungen zu erweitern. Dies kann durch die Einführung zusätzlicher Winkeldimensionen in den Flusskennfeldern realisiert werden. Wie [75] zeigt, kann mit Kenntnis der winkelabhängigen Flussverkettungen für die PSM auch online eine MTPA-optimierte Stromtrajektorie zur Reduktion der Drehmomentüberschwingungen berechnet und eingeregelt werden.

Der Regelungsalgorithmus ist vollständig im Flussraum umgesetzt, wodurch das Verfahren mathematisch stark vereinfacht wird. Da die elektrische Maschine im dynamischen Fall ein dominantes induktives Verhalten aufweist, lässt sich der Vorteil am Beispiel einer rein induktiven Last verdeutlichen. Soll die Änderung der Flussverkettung für eine über ein Zeitintervall T_A angelegte Spannung u bestimmt werden, entspricht diese der Spannungs-Zeit-Fläche.

$$\psi = \psi_t + \int_t^{t+T_A} u \, dt = \psi_t + u \cdot T_A \quad (4.1)$$

Dieser Zusammenhang gilt unabhängig vom Sättigungszustand. Somit kann der Stromrichter auch als zeitdiskretes Flussstellglied betrachtet werden.

Um den Absolutwert der Flussverkettung zu bestimmen, muss zusätzlich der Startwert ψ_t bekannt sein. Dieser lässt sich über ein vorab ermitteltes Kennfeld ($f_\psi : i \mapsto \psi$) bestimmen. Folglich kann auch der Strom zu jedem Zeitpunkt über ein inverses Flusskennfeld, also die Abbildung von $f_\psi^{-1} : \psi \mapsto i$, ermittelt werden.

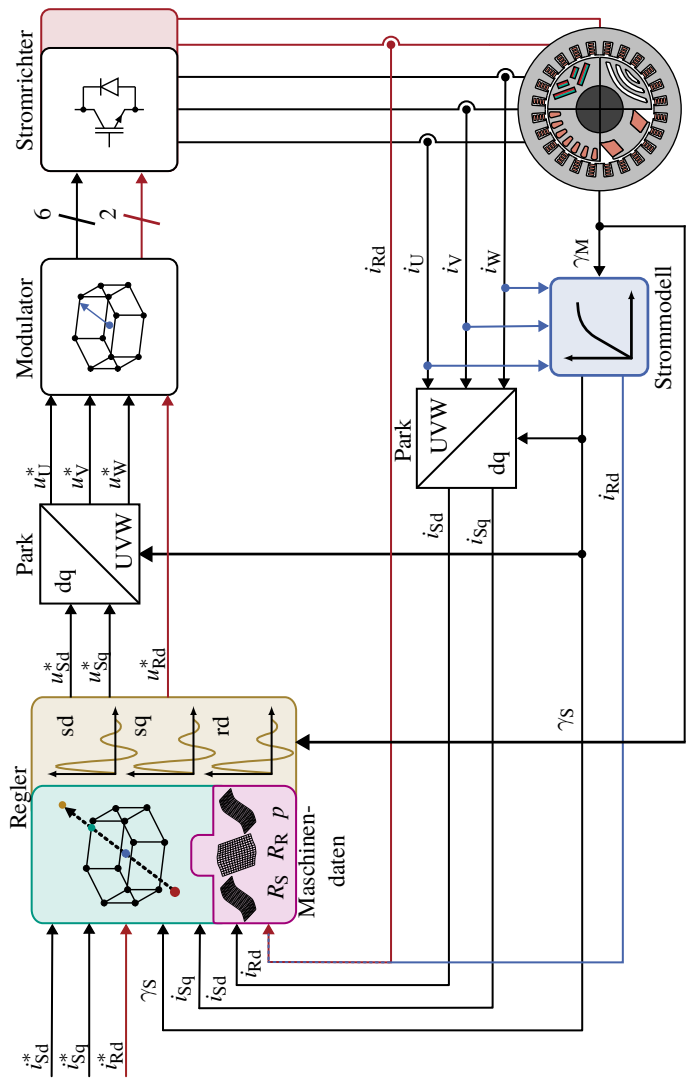


Abbildung 4.2: Darstellung des vollständigen Regelkreises mit Strommodell für die ASM (blau), Rotorsteller für die FESM (rot)

Die Nichtlinearitäten des Systems sind somit ausschließlich in den (inversen) Flusskennfeldern enthalten. Aufgrund des linearen Zusammenhangs zwischen Spannung und Flussverknüpfung im Flussraum können zukünftige Zustände mathematisch einfach prädiziert werden, und die Berechnung der optimalen Sollspannung für einen Deadbeat-Regelschritt lässt sich ebenfalls vereinfachen. Das gezeigte Grundprinzip ist ähnlich auch im Regelalgorithmus umgesetzt, welcher in Kapitel 4.2 beschrieben wird. Hier werden jedoch zusätzlich rotatorisch induzierte Spannungen und der ohmsche Spannungsabfall berücksichtigt, wobei die Vorteile der Berechnung im Flussraum dennoch erhalten bleiben.

Zunächst wird jedoch das nichtlineare Strommodell beschrieben, das zur Bestimmung des Transformationswinkels in Kapitel 4.2 bei ASM verwendet wird. Anschließend erfolgt die Beschreibung des Algorithmus, der danach simulativ untersucht wird. Eine messtechnische Validierung erfolgt dann in Kapitel 6. Das Strukturbild der Regelung ist in Abbildung 4.2 dargestellt. Da die eigentliche Regelung in Rotor- oder Rotorflussorientierung erfolgt, werden hierfür die Messgrößen mit der Park-Transformation ins dq-System transformiert und umgekehrt die berechneten Stellgrößen über die inverse Park-Transformation an den Modulator und Stromrichter übergeben.

Zur Bestimmung des Rotorflusswinkels wird bei der ASM das nichtlineare Strommodell aus Kapitel 4.1 eingesetzt. Bei Synchronmaschinen wird der Transformationswinkel direkt über den Geber bestimmt.

Als Sollwerte werden die Statorströme i_{Sdq} und der Rotorstrom i_{Rd} vorgegeben, wobei der Rotorstrom ausschließlich für den FESM-Betrieb relevant ist. Bei der SyRM und PSM entfällt dieser, da kein Rotorstrom eingeregelt werden kann. Bei der ASM wird der Rotorstrom für die Sollwertberechnung intern auf 0 A gesetzt, da als Sollgrößen ausschließlich stationäre Zustände möglich sind. Die Sollwertvorgabe kann beispielsweise durch zusätzlich offline berechnete MTPA-Kennfelder oder TrueMTPL-Kennfelder [89] erweitert werden. Durch die optimierten Sollwerte kann so zusätzlich eine Wirkungsgradverbesserung im stationären Betrieb erzielt werden. Eine Wirkungsgradoptimierung im transienten Betrieb ist nicht vorgesehen.

Für den Betrieb sind zusätzlich zu den Messgrößen die folgenden Maschinenparameter erforderlich:

- Polpaarzahl p
- Widerstände der Rotorwicklung R_R und der Statorwicklungen R_S
- Flusskennfelder zur Bestimmung der Flussverkettung in Abhängigkeit der gemessenen Ströme $f_\psi : i \rightarrow \psi$
- Inverse Flusskennfelder zur Bestimmung der Ströme bei einer berechneten Flussverkettung $f_\psi^{-1} : \psi \rightarrow i$
- Stromgrenzen von Maschine und Stromrichter
- Abtastzeit T_A des Reglers, identisch mit dem Kehrwert der PWM-Frequenz oder Abtastfrequenz $T_A = 1/f_{\text{PWM}} = 1/f_a$
- Parameter des nichtlinearen Strommodells für den ASM-Betrieb
- Zwischenkreisspannungen der Stator- und Rotorstromrichter $U_{\text{ZK,S}}$ und $U_{\text{ZK,R}}$

4.1 Nichtlineares Strommodell für die ASM

Der Rotorflusswinkel und die Rotorflussverkettung können bei ASM nicht direkt messtechnisch erfasst werden, sondern müssen über Modelle und Beobachter abgeschätzt werden. Hierfür wurden verschiedene Verfahren entwickelt.

In [108–110] kommen Full- und Reduced-Order-Luenberger-Beobachter mit Online-Identifikation der Motorparameter zum Einsatz. Zur Identifikation der Rotorflusslage werden in [111–113] Model-Reference-Adaptive-Systems (MRAS) verwendet. In [114] erfolgt die Identifikation mithilfe eines Extended-Kalman-Filters unter Berücksichtigung der Widerstandsnachführung für Rotor und Stator. Zudem können auch Sliding-Mode-Observier eingesetzt werden [115, 116]. Eine Übersicht zu verschiedenen Verfahren ist in [97] zu finden.

In dieser Arbeit erfolgt die Bestimmung des Rotorflusswinkels auf Basis des Strommodells im rotorflussorientierten Koordinatensystem [22]. Im Gegensatz zu anderen Verfahren wie beispielsweise dem Spannungsmodell kann es ohne Anpassung auch im Stillstand eingesetzt werden, wodurch keine Kombination aus mehreren Modellen wie in [25, 117–119] erforderlich ist. Die Kombination verschiedener Modelle kann jedoch insbesondere bei Parameterabweichungen infolge von etwa Sättigung und Stromverdrängung signifikante Verbesserungen gegenüber der alleinigen Nutzung des Strommodells bieten [99, 120].

Um die Einflüsse von Sättigung und Stromverdrängung ohne Rückgriff auf eine Kombination mehrerer Modelle erfassen zu können, wurde in dieser Arbeit ein nichtlineares Strommodell entwickelt. Die betriebspunktabhängige Parameteranpassung ermöglicht hierbei eine präzise Identifikation der Rotorflusslage über den gesamten Betriebsbereich. Die Temperaturabhängigkeit des Rotorwiderstands wird dabei nicht berücksichtigt, eine entsprechende Nachführung ist jedoch konzeptionell vorgesehen.

Die Herleitung des nichtlinearen Strommodells erfolgt ausgehend vom in [22] beschriebenen Strommodell, welches auf einem linearisierten Modell der ASM basiert. Beim linearen Modell wird angenommen, dass die Induktivitäten der Maschine konstant sind und keine Sättigungseffekte auftreten. Wie bereits zuvor gezeigt, treten jedoch insbesondere bei hohen Drehmomenten und Strömen Sättigungseffekte und Stromverdrängungen auf (siehe Kapitel 2.1.3). Aufgrund der Abweichung der Modellparameter von den realen Maschinenparametern kommt es zu einer Fehlorientierung des Koordinatensystems [99]. Diese Fehlorientierung zeigt sich beispielsweise durch Überschwingen des Drehmoments im transienten Betrieb oder durch stationäre Abweichungen des Drehmoments [S2]. Um diese Abweichungen zu minimieren und die Regeldynamik zu verbessern, wurde das Strommodell im Rahmen der vorliegenden Arbeit entsprechend erweitert, um auch die Nichtlinearitäten des Systems abzubilden. Im Folgenden wird die Funktionsweise dieses Modells erläutert.

Hierzu werden Näherungen für die Flussverkettungen auf Basis des Trafo-Ersatzschaltbilds verwendet:

$$\psi_{Rd} = L_h \cdot i_{Sd} + (L_h + L_{R,\sigma}) \cdot i_{Rd} \quad (4.2)$$

$$\psi_{Rq} = L_h \cdot i_{Sq} + (L_h + L_{R,\sigma}) \cdot i_{Rq} \stackrel{\text{def}}{=} 0 \quad (4.3)$$

Es werden dabei folgende vereinfachende Annahmen getroffen:

- Die Sättigung der Streuinduktivitäten im Stator $L_{S,\sigma}$ und Rotor $L_{R,\sigma}$ ist vernachlässigbar.
- Die Kreuzsättigung kann aufgrund der Rotorflussorientierung vernachlässigt werden.
- Die Hauptinduktivität L_h ist von Sättigung betroffen und eine Funktion der Durchflutung der d-Achse:

$$f_{L_h} : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}, \psi_{Rd} \rightarrow L_h$$

Diese Annahmen führen ebenfalls zu geringfügigen Fehlorientierungen. Diese spielen jedoch in der Praxis eine untergeordnete Rolle, da auch die Maschinendaten mit identischer Orientierung vermessen wurden. Daher bildet der Datensatz das Systemverhalten in diesem, durch die Parametrierung des Beobachters definierten, Koordinatensystem ab und ermöglicht so auch einen Betrieb mit hoher Dynamik (siehe Kapitel 6).

Um nun den Transformationswinkel bestimmen zu können, müssen die mechanische Winkelgeschwindigkeit ω_M und die Schlupfwinkelgeschwindigkeit ω_R ermittelt werden:

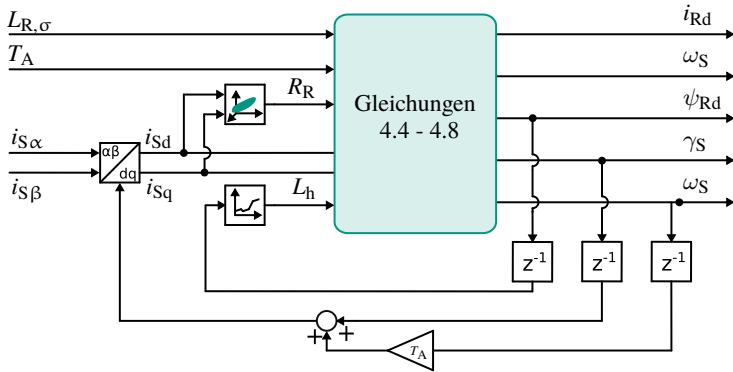
$$\gamma_S = \int \left(\frac{\omega_M}{p} + \omega_R \right) dt \quad (4.4)$$

ω_R wird dabei über die Rotorspannungsgleichung (2.64) bestimmt.

$$\omega_R = -\frac{R_R \cdot i_{Rq}}{\psi_{Rd}} \quad (4.5)$$

Dazu müssen sowohl der Rotorstrom als auch die Flussverkettung berechnet werden. Dies erfolgt mit der Rd-Spannungsgleichung (2.63):

$$\frac{d\psi_{Rd}}{dt} = -R_R \cdot i_{Rd} \quad (4.6)$$


 Abbildung 4.3: Nichtlineares Strommodell mit LUTs für R_R und L_h

Unter Verwendung von Gleichung (4.2) kann der Rotorstrom wie folgt berechnet werden:

$$i_{Rd} = \frac{\psi_{Rd} - L_h \cdot i_{Sd}}{L_h + L_{R,\sigma}} \quad (4.7)$$

Entsprechend ergibt sich für die Rotorflussverkettung ψ_{Rd} :

$$\frac{d\psi_{Rd}}{dt} = - \underbrace{\frac{R_R}{L_h + L_{R,\sigma}}}_{\frac{1}{\tau_R}} (\psi_{Rd} - L_h \cdot i_{Sd}) \quad (4.8)$$

Der Rotorfluss folgt somit einem PT_1 -Verhalten in Abhängigkeit des Sd-Stroms i_{Sd} und der Rotorzeitkonstanten τ_R . Diese ist sowohl von Stromverdrängung als auch von Sättigungseffekten beeinflusst und muss daher durch Messungen in Abhängigkeit der Statorströme bestimmt werden. Die dargestellte Modellierung führt somit zum Strommodell in Abbildung 4.3.

4.2 Universeller Regelalgorithmus

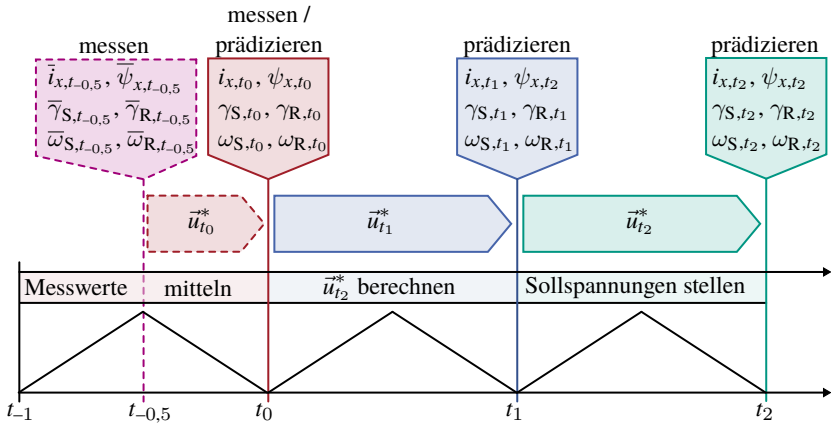


Abbildung 4.4: Zeitlicher Ablauf der Regelung mit Dreieckreferenzsignal des Modulators als Zeitbasis

Der Regleralgorithmus wird anhand des zeitlichen Ablaufs der Regelung in Abbildung 4.4 beschrieben. Zu Beginn jedes Intervalls werden die Ströme sowie der Transformationswinkel durch Messungen erfasst. Hierbei können sowohl Mittelwerte über ein Regler- bzw. PWM-Intervall mit der Dauer T_A als auch Momentanwerte im Übergang zwischen zwei PWM-Intervallen verwendet werden.

Um den Einfluss von Messrauschen bei der Momentanwerterfassung zu minimieren, kann anstelle eines einzelnen Samples ein Mittelwert aus mehreren Samples um den Abtastzeitpunkt gebildet werden.

Erfolgt die Mittelwertbildung hingegen über ein PWM-Intervall bzw. über die Dauer T_A , ist die Anzahl der berücksichtigten Samples deutlich größer. Dadurch lässt sich das Messrauschen wesentlich effektiver unterdrücken als bei der Momentanwertmessung.

Wie in Abbildung 4.4 gezeigt, kommt es hierbei jedoch zu einer zusätzlichen Messtotzeit von $0,5T_A$. Aufgrund der unterschiedlichen Sensitivität gegenüber Messrauschen beeinflusst die Wahl der Messmethode die Regelgüte, wie in Kapitel 6.2 verdeutlicht wird.

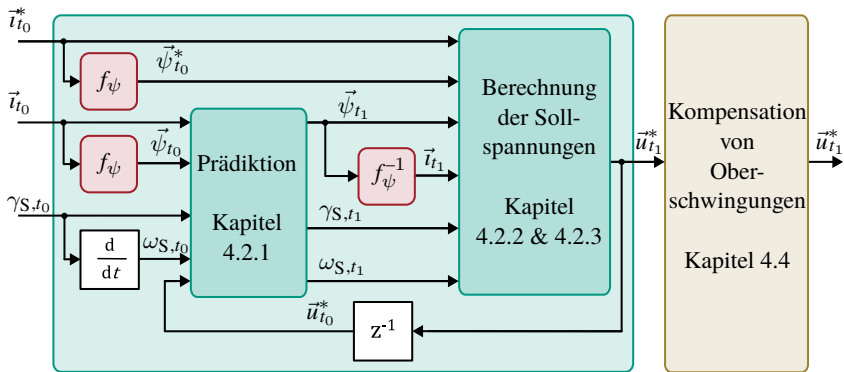


Abbildung 4.5: Strukturbild des Reglers

Im Folgenden wird angenommen, dass die Abtastung am Übergang zwischen zwei PWM-Intervallen durchgeführt wird. Durch die Messung sind somit zum Zeitpunkt t_0 alle Ströme und Winkel bekannt. Die Flussverkettungen ψ werden mithilfe der Flusskennfelder f_{ψ} berechnet.

Der Signalverarbeitung steht daraufhin ein PWM-Intervall zur Verfügung, um die Berechnungen abzuschließen, bevor die neuen Sollspannungen im Intervall $[t_1, t_2]$ durch die Stromrichter gestellt werden. Zunächst muss für die Berechnung der neuen Sollspannungen ein Prädiktionsschritt durchgeführt werden, um die voraussichtlichen Systemgrößen zum Beginn des Stellintervalls t_1 zu bestimmen. Anschließend werden die Ausgangsspannungen so berechnet, dass das Ziel gemäß Kapitel 4.3 erreicht wird.

Das vereinfachte Blockschaltbild des Reglers ist in Abbildung 4.5 dargestellt. Die Signalverarbeitung arbeitet zeitdiskret, daher werden für die Implementierung auch die Spannungsgleichungen diskretisiert.

Es wird vorausgesetzt, dass sich ω_S und ω_R im betrachteten Intervall nur geringfügig ändern und daher als konstant betrachtet werden können.

$$\omega_{S,t_1} = \omega_{S,t_0} \quad (4.9)$$

$$\omega_{R,t_1} = \omega_{R,t_0} \quad (4.10)$$

Somit ergibt sich für die Gleichungen (2.29), (2.30) und (2.31) folgende diskrete Form:

$$u_{Sd,t_0} = R_S \frac{(i_{Sd,t_0} + i_{Sd,t_1})}{2} + \frac{\psi_{Sd,t_1} - \psi_{Sd,t_0}}{T_A} - \omega_{S,t_0} \frac{(\psi_{Sq,t_0} + \psi_{Sq,t_1})}{2} \quad (4.11)$$

$$u_{Sq,t_0} = R_S \frac{(i_{Sq,t_0} + i_{Sq,t_1})}{2} + \frac{\psi_{Sq,t_1} - \psi_{Sq,t_0}}{T_A} + \omega_{S,t_0} \frac{(\psi_{Sd,t_0} + \psi_{Sd,t_1})}{2} \quad (4.12)$$

$$u_{Rd,t_0} = R_R \frac{(i_{Rd,t_0} + i_{Rd,t_1})}{2} + \frac{\psi_{Rd,t_1} - \psi_{Rd,t_0}}{T_A} \quad (4.13)$$

4.2.1 Prädiktion

Zunächst muss aus den aktuellen Messwerten auf die Größen zu Beginn des Stellintervalls $[t_1, t_2]$ geschlossen werden. Für die Prädiktion werden dazu die diskretisierten Spannungsgleichungen (4.11) bis (4.13) der Maschine nach den Flussverkettungen zum Zeitpunkt t_1 aufgelöst. Die genaue Bestimmung der Flussverkettungen zu diesem Zeitpunkt erfordert jedoch auch die Kenntnis der Ströme zum Zeitpunkt t_1 , um den ohmschen Spannungsabfall berechnen zu können. Da die Ströme und Flussverkettungen über einen nichtlinearen Zusammenhang gekoppelt sind, kann das Ergebnis nur durch ein iteratives Verfahren approximiert werden.

Da eine iterative Berechnung zusätzliche Rechenzeit benötigt, stellt eine echtzeitfähige Implementierung eine Herausforderung dar. Daher wird eine vereinfachte Approximation angestrebt. Dazu wird angenommen, dass die Änderung der Ströme und damit des ohmschen Spannungsanteils zwischen zwei PWM-Intervallen im Vergleich zur Gesamtspannung klein ist [4].

Daher gilt näherungsweise:

$$i_{Sdq,t_0} \cdot R_S \approx i_{Sdq,t_1} \cdot R_S \quad (4.14)$$

$$i_{Rd,t_0} \cdot R_R \approx i_{Rd,t_1} \cdot R_R \quad (4.15)$$

Entsprechend ergeben sich für die Flussverkettungen folgende Ausdrücke:

$$\begin{aligned}\psi_{\text{Sd},t_1} = & \psi_{\text{Sd},t_0} + \frac{u_{\text{Sd},t_0} - R_{\text{S}} \cdot i_{\text{Sd},t_0} + \omega_{\text{S},t_0} \cdot \psi_{\text{Sq},t_0}}{1 + \frac{1}{4}\omega_{\text{S},t_0}^2 \cdot T_{\text{A}}^2} \cdot T_{\text{A}} \\ & + \frac{u_{\text{Sq},t_0} - R_{\text{S}} \cdot i_{\text{Sq},t_0} - \omega_{\text{S},t_0} \cdot \psi_{\text{Sd},t_0}}{1 + \frac{1}{4}\omega_{\text{S},t_0}^2 \cdot T_{\text{A}}^2} \cdot \frac{\omega_{\text{S},t_0} \cdot T_{\text{A}}^2}{2}\end{aligned}\quad (4.16)$$

$$\begin{aligned}\psi_{\text{Sq},t_1} = & \psi_{\text{Sq},t_0} + \frac{u_{\text{Sq},t_0} - R_{\text{S}} \cdot i_{\text{Sq},t_0} - \omega_{\text{S},t_0} \cdot \psi_{\text{Sd},t_0}}{1 + \frac{1}{4}\omega_{\text{S},t_0}^2 \cdot T_{\text{A}}^2} \cdot T_{\text{A}} \\ & + \frac{-u_{\text{Sd},t_0} + R_{\text{S}} \cdot i_{\text{Sd},t_0} - \omega_{\text{S},t_0} \cdot \psi_{\text{Sq},t_0}}{1 + \frac{1}{4}\omega_{\text{S},t_0}^2 \cdot T_{\text{A}}^2} \cdot \frac{\omega_{\text{S},t_0} \cdot T_{\text{A}}^2}{2}\end{aligned}\quad (4.17)$$

$$\psi_{\text{Rd},t_1} = \psi_{\text{Rd},t_0} + (u_{\text{Rd},t_0} - R_{\text{R}} \cdot i_{\text{Rd},t_0}) \cdot T_{\text{A}} \quad (4.18)$$

Mit diesen Annahmen können auch die Winkel γ_{S} und γ_{R} präzisiert werden:

$$\gamma_{\text{S},t_1} = \gamma_{\text{S},t_0} + \omega_{\text{S},t_0} \cdot T_{\text{A}} \quad (4.19)$$

$$\gamma_{\text{R},t_1} = \gamma_{\text{R},t_0} + \omega_{\text{R},t_0} \cdot T_{\text{A}} \quad (4.20)$$

Wenn die Messung mit Mittelwerten anstelle von Momentanwerten durchgeführt wird, muss zusätzlich eine Prädiktion für den Zeitpunkt t_0 erfolgen. Diese erfolgt analog zur oben beschriebenen Prädiktion, jedoch nur für $0,5 \cdot T_{\text{A}}$, wobei die gestellten Spannungen aus dem Intervall $[t_{-1}, t_0]$ verwendet werden.

4.2.2 Berechnung des Prädiktionshorizonts

Der Prädiktionshorizont beschreibt die maximale Änderung der Flussverkettung, welche innerhalb eines Abtastintervalls T_A möglich ist. Ähnlich wie bei einer induktiven Last sind die Grenzen des Prädiktionshorizonts im Intervall $[t_1, t_2]$ durch die maximale Stellspannung im Stator- und Rotorkreis gegeben.

Für den Stator bildet der Prädiktionshorizont ein Sechseck, das durch die sechs aktiven Spannungszeiger $x \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ in Abhängigkeit von der Zwischenkreisspannung $U_{ZK,S}$ definiert ist.

$$\begin{aligned} \psi_{Sd,t_2,x} = \psi_{Sd,t_1} &+ \frac{u_{Sd,t_1,x}^* - R_S i_{Sd,t_1} + \omega_{S,t_1} \psi_{Sq,t_1}}{1 + \frac{1}{4} \omega_{S,t_1}^2 T_A^2} \cdot T_A \\ &+ \frac{u_{Sq,t_1,x}^* - R_S i_{Sq,t_1} - \omega_{S,t_1} \psi_{Sd,t_1}}{1 + \frac{1}{4} \omega_{S,t_1}^2 T_A^2} \cdot \frac{\omega_{S,t_1} \cdot T_A^2}{2} \end{aligned} \quad (4.21)$$

$$\begin{aligned} \psi_{Sq,t_2,x} = \psi_{Sq,t_1} &+ \frac{u_{Sq,t_1,x}^* - R_S i_{Sq,t_1} - \omega_{S,t_1} \psi_{Sd,t_1}}{1 + \frac{1}{4} \omega_{S,t_1}^2 T_A^2} \cdot T_A \\ &+ \frac{-u_{Sd,t_1,x}^* + R_S i_{Sd,t_1} - \omega_{S,t_1} \psi_{Sq,t_1}}{1 + \frac{1}{4} \omega_{S,t_1}^2 T_A^2} \cdot \frac{\omega_{S,t_1} \cdot T_A^2}{2} \end{aligned} \quad (4.22)$$

Da die räumliche Lage der aktiven Spannungszeiger im statorfesten Koordinatensystem gleichbleibend ist, rotiert der Prädiktionshorizont mit ω_S im dq-System.

In der FESM kann zudem über den Rotorsteller eine Spannung im Intervall $[-U_{ZK,R}, +U_{ZK,R}]$ angelegt werden (siehe Tabelle 2.4). Die Maximalwerte begrenzen auch hier den Prädiktionshorizont für $y \in \{1, 2\}$ in der Rotorflussrichtung ψ_{Rd} .

$$\psi_{Rd,t_2,y} = \psi_{Rd,t_1} + (u_{Rd,t_1,y}^* - R_R i_{Rd,t_1}) \cdot T_A \quad (4.23)$$

Für die FESM bildet der Prädiktionshorizont somit ein sechseckiges Prisma im Flussraum (siehe Abbildung 4.6). Da bei den anderen Maschinentypen keine Rotorspannung angelegt werden kann, ist die Ausdehnung in der ψ_{Rd} -Ebene null, sodass der Prädiktionshorizont ein 2D-Sechseck bildet.

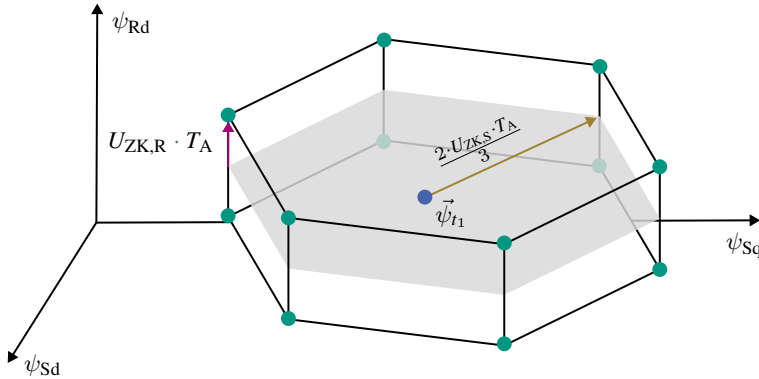


Abbildung 4.6: Prädiktionshorizont der FESM im Flussraum für eine unbestromte Maschine im Stillstand

4.2.3 Berechnung der Sollspannung

Im nächsten Schritt werden die Sollspannungen $\vec{u}^*$ berechnet, welche für das Intervall $[t_1, t_2]$ an den Stator- und Rotorstromsteller übergeben werden. Ziel ist es, die Sollspannungen so zu wählen, dass das System der Sollwerttrajektorie folgt. Diese beschreibt den gewünschten Pfad des Systems im Flussraum vom aktuellen Zustand zum Sollzustand. Die Wahl der passenden Trajektorie wird in Kapitel 4.3 detailliert beschrieben.

Zur Bestimmung der Sollspannung werden zwei Fälle unterschieden. Im stationären Fall liegt der Sollwert der Flussverkettungen innerhalb des Prädiktionshorizonts. In diesem Fall ergibt sich die Sollspannung direkt aus den Sollwerten, da diese innerhalb eines Abtastschritts erreicht werden können.

Im dynamischen Fall liegt der Sollzustand außerhalb des Prädiktionshorizonts und kann somit nicht innerhalb des nächsten Stellintervalls erreicht werden. Hier wird die Stellspannung mit einem geometrischen Verfahren bestimmt, bei dem der Schnittpunkt zwischen der Solltrajektorie und dem Prädiktionshorizont ermittelt wird.

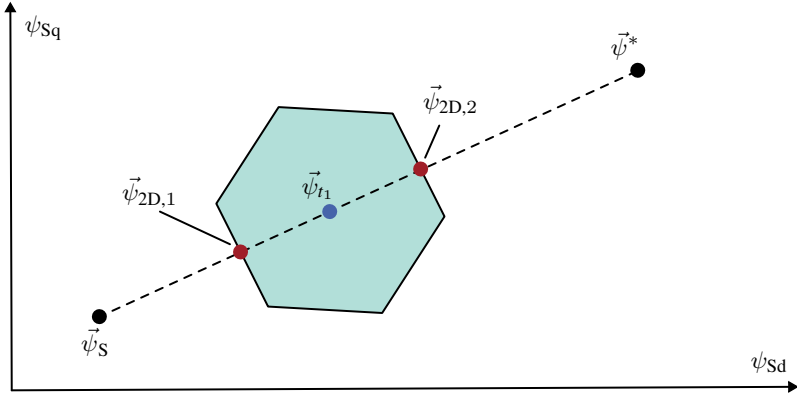


Abbildung 4.7: Sollwert kann im dynamischen Fall nicht innerhalb des Stellintervalls erreicht werden [S1]

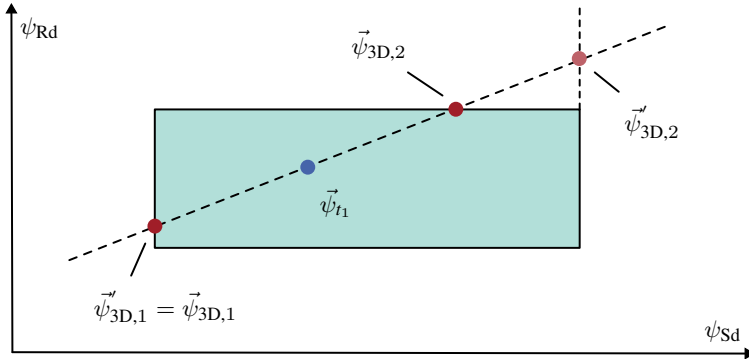
Das dreidimensionale Problem wird dabei schrittweise gelöst. Zunächst werden die Schnittpunkte ($\vec{\psi}_{2D,1}$, $\vec{\psi}_{2D,2}$) der Sollwerttrajektorie mit dem Prädiktionshorizont in der $\psi_{Sd}\psi_{Sq}$ -Ebene berechnet (siehe Abbildung 4.7).

Beim nächsten Schritt wird die ψ_{Rd} -Komponente der beiden Schnittpunkte ergänzt. Hier gibt es implizit eine Unterscheidung zwischen FESM und allen anderen Maschinen.

Verfügt der Prädiktionshorizont über keine Ausdehnung in der ψ_{Rd} -Achse, so werden die Schnittpunkte $\vec{\psi}_{2D,1}$ und $\vec{\psi}_{2D,2}$ lediglich um die aktuelle Rotorflusskomponente ergänzt. Für die PSM und SyRM wird diese, wie zuvor in den Kapitel 2.1.4 beschrieben, auf null gesetzt, um eine effiziente Schnittpunktberechnung zu ermöglichen. Daraus ergeben sich, wie in Abbildung 4.8 gezeigt, die dreidimensionalen Schnittpunkte $\vec{\psi}_{3D,1}$ und $\vec{\psi}_{3D,2}$:

$$\vec{\psi}_{3D,1} = (\psi_{2D,1,Sd}, \psi_{2D,1,Sq}, \psi_{Rd,t2,1}) \quad (4.24)$$

$$\vec{\psi}_{3D,2} = (\psi_{2D,2,Sd}, \psi_{2D,2,Sq}, \psi_{Rd,t2,1}) \quad (4.25)$$


Abbildung 4.8: Berechnung der ψ_{Rd} -Komponente [S1]

Bei der FESM müssen jedoch gültige Punkte innerhalb des Prädiktionshorizonts bestimmt werden. Dazu wird zunächst die ψ_{Rd} -Komponente für die beiden zuvor berechneten 2D-Schnittpunkte $\vec{\psi}_{2D,1}$ und $\vec{\psi}_{2D,2}$ anhand der Sollwerttrajektorie ergänzt. Da die ψ_{Rd} -Komponenten der beiden Schnittpunktkandidaten $\vec{\psi}_{3D,1}$ und $\vec{\psi}_{3D,2}$ dem Wert der Trajektorie an $\vec{\psi}_{2D,1}$ und $\vec{\psi}_{2D,2}$ entsprechen, können diese Punkte auch außerhalb des Prädiktionshorizonts liegen.

Liegen diese Punkte außerhalb des Prädiktionshorizonts, wird zusätzlich der Schnittpunkt der Sollwerttrajektorie mit der Boden- bzw. Deckfläche des Prädiktionshorizonts berechnet, um zwei gültige Punkte innerhalb des Prädiktionshorizonts ($\vec{\psi}_{3D,1}$ und $\vec{\psi}_{3D,2}$) zu erhalten. Bei allen anderen Maschinen besitzt der Prädiktionshorizont keine Ausdehnung in der ψ_{Rd} -Achse. Somit bleiben die Schnittpunkte $\vec{\psi}_{3D,1}$ und $\vec{\psi}_{3D,2}$ unverändert.

Für die ASM bedeutet das, dass deren dreidimensionale Trajektorie lediglich in der Projektion auf die $\psi_{Sd}\psi_{Sq}$ -Ebene eingeregelt werden kann. In der ψ_{Rd} -Achse ergeben sich durch den fehlenden Rotorsteller prinzipbedingte Abweichungen, da am Rotor keine Spannung angelegt werden kann. Bei der PSM und SyRM besitzen Trajektorie und Steller eine identische Dimensionalität, wodurch sich entsprechend keine Abweichungen in der ψ_{Rd} -Achse ergeben.

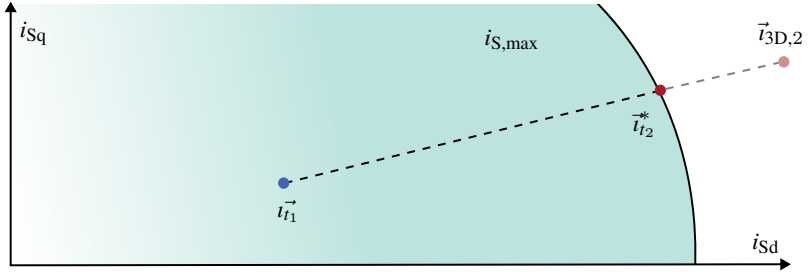


Abbildung 4.9: Überprüfen der Stromgrenze und Korrektur

Für die Regelung wird anschließend der Schnittpunkt gewählt, welcher näher am Sollwert liegt. In Abbildung 4.8 wäre dies $\vec{\psi}_{3D,2}$. Bevor jedoch daraus die Stellspannung berechnet werden kann, muss noch die Einhaltung der Stromgrenzen überprüft werden.

Betrachtet man die Stromgrenzen im Stromraum, so bilden diese einen Zylinder, dessen Durchmesser durch die Statorstromgrenze und dessen Höhe durch die Rotorstromgrenze definiert ist. Im Flussraum ist diese Form aufgrund der Sättigungscharakteristik der Maschine verzerrt (siehe Abbildung 4.9), weshalb die Überprüfung im Stromraum erfolgt. Dazu werden der gewählte Punkt $\vec{\psi}_{3D,2}$ sowie der prädiizierte Strom zu Beginn des Stellintervalls $\vec{i}_{t1}$ in den Stromraum übertragen. Die Einhaltung der Stromgrenzen muss dabei ausschließlich für den Stator geprüft werden, da die Einhaltung der Rotorstromgrenzen durch die Wahl der Sollwerttrajektorie garantiert wird (siehe Kapitel 4.3). Bei der ASM hat dieser Schritt besondere Bedeutung, da die Maschine prinzipbedingt in der Rotorflussachse der Sollwerttrajektorie nicht ideal folgen kann. Wird die Statorstromgrenze überschritten, so muss $\vec{\psi}_{3D,2}$ korrigiert werden. Dafür wird der Skalierungsparameter s eingeführt:

$$i_{S,max}^2 = (s(i_{Sdt1} - i_{Sd3D,2}) + i_{Sdt1})^2 + (s(i_{Sq1} - i_{Sq3D,2}) + i_{Sq1})^2 \quad (4.26)$$

Der Wert des Skalierungsparameters s kann effizient in geschlossener Form durch die analytische Lösung der zugrunde liegenden quadratischen Gleichung berechnet werden. Es wird angenommen, dass die Maschinenparameter innerhalb des Prädiktionshorizonts näherungsweise konstant bleiben und die Maschine somit durch ein lokales, lineares Modell beschrieben werden kann.

Somit kann der Skalierungsparameter s für Strom- und Flussverkettung gleichermaßen verwendet werden (siehe Abbildung 4.10):

$$\vec{i}_{t_2}^* = s \cdot (\vec{i}_{3D,2} - \vec{i}_{t_1}) + \vec{i}_{t_1} \quad (4.27)$$

$$\vec{\psi}_{t_2}^* = s \cdot (\vec{\psi}_{3D,2} - \vec{\psi}_{t_1}) + \vec{\psi}_{t_1} \quad (4.28)$$

Mit den korrigierten Werten für die Ströme und Flussverkettungen bei t_2 können nun die Sollspannungen auf Basis der Gleichungen (4.11)-(4.13) berechnet werden:

$$\begin{aligned} u_{Sd,t_1}^* &= \frac{1}{2} R_S (i_{Sd,t_1} + i_{Sd,t_2}^*) + \frac{\psi_{Sd,t_2}^* - \psi_{Sd,t_1}}{T_A} \\ &\quad - \frac{1}{2} \omega_{S,t_1} (\psi_{Sq,t_1} + \psi_{Sq,t_2}^*) \end{aligned} \quad (4.29)$$

$$\begin{aligned} u_{Sq,t_1}^* &= \frac{1}{2} R_S (i_{Sq,t_1} + i_{Sq,t_2}^*) + \frac{\psi_{Sq,t_2}^* - \psi_{Sq,t_1}}{T_A} \\ &\quad + \frac{1}{2} \omega_{S,t_1} (\psi_{Sd,t_1} + \psi_{Sd,t_2}^*) \end{aligned} \quad (4.30)$$

$$u_{Rd,t_1}^* = \frac{1}{2} R_R (i_{Rd,t_1} + i_{Rd,t_2}^*) + \frac{\psi_{Rd,t_2}^* - \psi_{Rd,t_1}}{T_A} \quad (4.31)$$

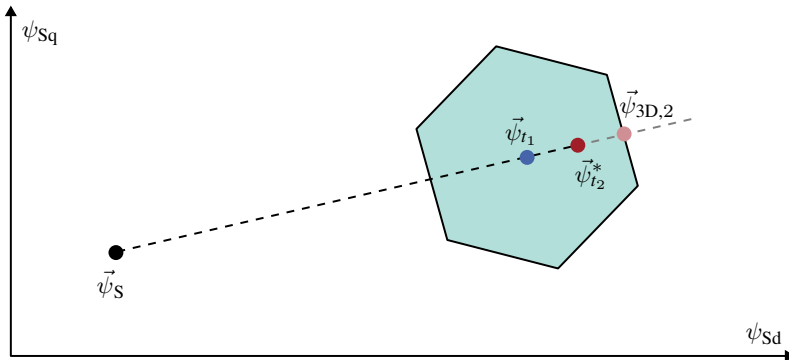


Abbildung 4.10: Überprüfen der Stromgrenze und Korrektur im Flussraum

4.3 Trajektorienstrategie

Entscheidend für das dynamische Verhalten des Reglers ist die Sollwerttrajektorie, welcher der Regler vom aktuellen Punkt $\vec{\psi}_{t_0}$ zum neuen Sollwert $\vec{\psi}^*$ folgt. Die Auswahl der passenden Trajektorie ist dabei abhängig vom gewählten Optimierungsziel. In [4] wurden in Prüfstandsmessungen vier unterschiedliche Trajektorienstrategien im Strom- und Flussraum der PSM im rotororientierten dq-System bei einer konstanten Drehzahl untersucht. Als Gütekriterien dienten die normierte Drehmoment-Zeit-Fläche bis zum Erreichen des Sollwerts bei T_e

$$A_{Mt,norm} = \frac{\int_0^{T_e} M(\vec{\psi}(\tau)) d\tau}{M^*} \quad (4.32)$$

sowie die Anregelzeit. Das beste Ergebnis in beiden Kriterien erzielte ein Verfahren, bei dem die Trajektorie anhand der minimalen Deadbeat-Spannung zur Erreichung des Sollwerts bestimmt wird. Dabei versteht man unter Deadbeat-Spannung die Stellspeisung, welche das System in minimaler Zeit exakt auf den Sollwert bringt. Eine ebenfalls hohe Dynamik wurde mit einer Trajektorie erreicht, die im Flussraum des dq-Systems eine Gerade zwischen Soll- und Istwert beschreibt. Diese wird im Folgenden als Flussgerade bezeichnet.

In [E11] wird zusätzlich ein Verfahren vorgestellt, bei dem eine optimierte Trajektorie für die FESM durch Minimierung der Fläche aus Drehmomentabweichung und Zeit für verschiedene Maschinentypen als Optimierungsproblem beschrieben wird.

$$\min_{\vec{\psi}(t)} \int_0^{T_e} |M(\vec{\psi}(\tau)) - M^*| d\tau \quad (4.33)$$

Dieser Ansatz berücksichtigt auch Nichtlinearitäten in der Maschine, ist jedoch aufgrund des hohen Rechenaufwands nicht echtzeitfähig.

Im Folgenden soll für den vorgestellten Regelalgorithmus für alle Maschinentypen eine einheitliche Trajektorienstrategie entwickelt werden, welche die Anregelzeit bei geringem Rechenaufwand minimiert und somit echtzeitfähig ist.

Basis dieser Untersuchung bildet das in [38] vorgestellte Verfahren, welches sich mit der Optimierung von Sollwerttrajektorien für die PSM befasst. Ausgangspunkt sind hierbei die Statorspannungsgleichungen im statorfesten $\alpha\beta$ -System unter Vernachlässigung des ohmschen Spannungsabfalls:

$$u_{S\alpha} = \frac{d\psi_{S\alpha}}{dt} \quad (4.34)$$

$$u_{S\beta} = \frac{d\psi_{S\beta}}{dt} \quad (4.35)$$

Um die Zeit bis zum Erreichen des Sollwerts zu minimieren, wird das Minimum der Deadbeat-Spannung gesucht:

$$\underline{u}_{S\alpha\beta} = \sqrt{u_{S\alpha}^2 + u_{S\beta}^2} \quad (4.36)$$

Der Startpunkt im Flussraum ist durch $\underline{\psi}_{S\alpha\beta}(0)$ zum Zeitpunkt $t = 0$ gegeben. Der Zielpunkt entspricht $\underline{\psi}_{S\alpha\beta}^*$, welcher nach der Dauer T_e erreicht wird. Dies führt auf eine lineare Trajektorie mit konstanten Statorspannungen im statorfesten System [38]. Die resultierende Flussgerade im statorfesten System wird durch folgende Gleichungen beschrieben:

$$\psi_{S\alpha} = \frac{\psi_{S\alpha}^* - \psi_{S\alpha}(t=0)}{T_e} \cdot t + \psi_{S\alpha}(t=0) \quad (4.37)$$

$$\psi_{S\beta} = \frac{\psi_{S\beta}^* - \psi_{S\beta}(t=0)}{T_e} \cdot t + \psi_{S\beta}(t=0) \quad (4.38)$$

Zu beachten ist, dass der Sollwert $\underline{\psi}_{Sdq}^*$ im rotororientierten dq-System gegeben ist, während $\underline{\psi}_{S\alpha\beta}^*$ im statorfesten System mit ω_s rotiert. Für die Bestimmung von $\underline{\psi}_{S\alpha\beta}^*$ muss daher T_e bekannt sein, was zur Zusatzbedingung führt:

$$u_{S,\max} \cdot T_e = \left\| \underline{\psi}_{S\alpha\beta}^* - \underline{\psi}_{S\alpha\beta}(t=0) \right\| \quad (4.39)$$

Durch die Zusatzbedingung kann die Dauer des dynamischen Vorgangs T_e entsprechend nur iterativ bestimmt werden [38].

Für die Berechnung wird dabei vereinfachend angenommen, dass die maximale Statorspannung und der daraus resultierende Prädiktionshorizont kreisförmig sind. In der Realität bilden diese jedoch ein Sechseck, wodurch die exakte Lösung zusätzlich von der Winkellage zu Beginn des Sollwertsprungs sowie von der Drehzahl während des dynamischen Vorgangs abhängt. Da unter diesen Bedingungen eine verallgemeinerte Betrachtung nicht mehr möglich ist, wird auf die exakte Modellierung der Stellspannung verzichtet.

Durch die Park-Transformation kann somit die Trajektorie aus dem statorfesten in das rotor(fluss)orientierte dq-System übertragen werden [23].

$$\begin{bmatrix} \psi_{Sd} \\ \psi_{Sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_S & -\sin \gamma_S \\ \sin \gamma_S & \cos \gamma_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{S\alpha} \\ \psi_{S\beta} \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Hierbei wird die Drehzahl als konstant angenommen. Vereinfachend gilt zudem $\gamma_S(t=0) = 0$. Damit lässt sich der Transformationswinkel vereinfachen zu:

$$\gamma_S(t) = \omega_S \cdot t \quad (4.41)$$

Die Flussgerade im statorfesten System führt somit im dq-System zu:

$$\begin{aligned} \psi_{Sd}(t) = & \cos(\omega_S t) \frac{\psi_{S\alpha}^* - \psi_{S\alpha}(0)}{T_e} \cdot t + \psi_{S\alpha}(0) \\ & - \sin(\omega_S t) \frac{\psi_{S\beta}^* - \psi_{S\beta}(0)}{T_e} \cdot t + \psi_{S\beta}(0) \end{aligned} \quad (4.42)$$

$$\begin{aligned} \psi_{Sq}(t) = & \sin(\omega_S t) \frac{\psi_{S\alpha}^* - \psi_{S\alpha}(0)}{T_e} \cdot t + \psi_{S\alpha}(0) \\ & + \cos(\omega_S t) \frac{\psi_{S\beta}^* - \psi_{S\beta}(0)}{T_e} \cdot t + \psi_{S\beta}(0) \end{aligned} \quad (4.43)$$

Abbildung 4.11 zeigt exemplarisch die Trajektorien identischer Sollwertsprünge bei unterschiedlichen Drehzahlen in beiden Bezugssystemen. Die Bestimmung der Trajektorien erfolgt beispielhaft für eine Zwischenkreisspannung von 40 V. Dabei tritt der grundlegende Unterschied zwischen dem statorfesten $\alpha\beta_S$ -System und dem dq-System im Flussraum deutlich hervor. Im Stillstand ($\omega_S = 0$) entspricht die Flussgerade in beiden Bezugssystemen der zuvor beschriebenen, dynamischsten Trajektorie.

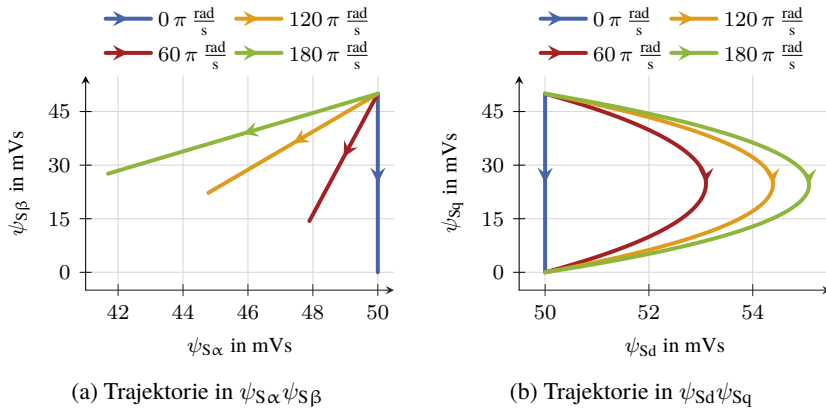


Abbildung 4.11: Vergleich von Trajektorien bei verschiedenen Drehzahlen

Steigt die Drehzahl an, hat dies je nach Bezugssystem unterschiedliche Auswirkungen. Während im dq-System der Zielpunkt über die Drehzahl konstant bleibt, läuft dieser in Abbildung 4.11 (a) auf einer Kreisbahn um. Mit steigender Drehzahl verändert sich also die Position des Sollwerts relativ zum Startwert. In Abbildung 4.11 (b) führt hingegen die Abbildung der Geraden des statorfesten Systems auf das dq-System zu einer drehzahlabhängigen Krümmung der Trajektorie. Da die Krümmung der berechneten Trajektorie mit zunehmender Drehzahl steigt, kann diese auch durch Bereiche außerhalb des Maximalstromkreises führen. In einem solchen Fall ist zusätzlich eine Korrektur notwendig [38].

Überträgt man die zuvor dargestellte Betrachtung auf den Rotorkreis, so ergibt sich auch hier als zeitoptimaler Verlauf eine lineare Trajektorie im rotororientierten dq-System. Im Gegensatz zum Stator tritt im Rotorkreis jedoch keine rotatorisch induzierte Spannung auf, sodass keine Unterscheidung zwischen stator- und rotorfestem Koordinatensystem erforderlich ist. Die Herleitung der Flussgeraden im statorfesten System lässt sich somit direkt auf den Rotorkreis anwenden, sodass sich die Rotortrajektorie wie folgt beschreiben lässt:

$$\psi_{\text{Rd}} = \frac{\psi_{\text{Rd}}^* - \psi_{\text{Rd}}(0)}{T_e} \cdot t + \psi_{\text{Rd}}(0) \quad (4.44)$$

Da der Fokus des Regelalgorithmus auf der Minimierung der Anregelzeit für kleine Drehzahlen liegt, wird eine Flussgerade im dq-System als Trajektorie gewählt. Dies bietet mehrere Vorteile:

- Eine iterative Bestimmung der Zeit T_e bis zum Erreichen des Sollwerts entfällt.
- Die Flussgerade im dq-System bleibt innerhalb der Maximalstromgrenzen [4], sodass eine Überprüfung und Modifikation der Trajektorie entfällt.
- Der Algorithmus kann vollständig in einem Bezugssystem implementiert werden.
- Die Flussgerade bleibt für niedrige Drehzahlen nahe am theoretischen Optimum.

Die gewählte Sollwerttrajektorie wird im dq-Flussraum wie folgt definiert:

$$G_\psi(\xi) = \vec{\psi}_{\text{Start}} + \xi \cdot (\vec{\psi}^* - \vec{\psi}_{\text{Start}}) \quad \xi \in [0,1] \quad (4.45)$$

Dabei stellt der Parameter ξ einen normierten Pfadparameter dar, der die Position entlang der Trajektorie beschreibt. Die Trajektorie wird bei jeder Sollwertänderung neu berechnet und beibehalten, bis eine weitere Sollwertänderung erfolgt. Das „Fixieren“ der Trajektorie führt insbesondere bei der ASM zu einer geringeren Regelabweichung im Übergang und verbessert die Regelgüte.

Um eine zusätzliche Dynamikverbesserung zu erzielen, kann eine dynamische Modifikation der Sollwerte erfolgen. Besonders im FESM-Betrieb kann durch die aktive Nutzung des ohmschen Spannungsabfalls die Dynamik gesteigert werden. Ein Verfahren zur Sollwertmodifikation auf Basis dieses Ansatzes ist in [E12] gezeigt.

4.4 Online-Identifikation und Kompensation von Modellfehlern und Oberschwingungen

Die Regelgüte des in Kapitel 4.2 beschriebenen neuartigen Regelalgorithmus hängt maßgeblich von der Qualität der Kennfelddaten ab. Im Betrieb können sich jedoch die Flussverkettungen und Widerstände durch Einflüsse wie Temperatur, Drehzahl oder Alterung verändern. Zudem enthalten die Flussverkettungen räumliche Oberwellen, die zu einer nicht-sinusförmigen, induzierten Spannung in den einzelnen Phasen führen (siehe Kapitel 2.1.3). Auch bei den Stromrichtern weicht die tatsächlich gestellte Spannung oft von den zuvor berechneten Sollspannungen ab (siehe Kapitel 2.2). Hierbei kommt es sowohl zu winkelabhängigen Abweichungen als auch zu einem stationären Offset.

Um diese Abweichungen zu reduzieren, können verschiedene Verfahren eingesetzt werden. Eine Möglichkeit ist die Online-Parameteridentifikation, wodurch die Modellabweichungen während des Betriebs erfasst und entsprechend korrigiert werden können [E13, 121–123]. Zusätzlich können Oberschwingungen durch erweiterte, vorab vermessene Modelle im Regler berücksichtigt und kompensiert werden [75].

Alternativ kann auch durch die Reglerstruktur eine gezielte Reduktion von Stromoberschwingungen erreicht werden. Beim Multi-Reference-Frame-Ansatz (MRF) werden weitere Regler in zusätzlichen, rotierenden Koordinatensystemen implementiert. Diese laufen mit der Winkelgeschwindigkeit der jeweiligen harmonischen Ordnung um und können nach entsprechender Filterung in diesem Bezugssystem als Gleichgröße ausgeregelt werden [124, 125]. Alternativ lassen sich resonante Regler mit beispielsweise einer Proportional-Resonant-Struktur (PR) einsetzen [119]. Bei identischer Parameterwahl weisen MRF mit PI-Reglern und PR ein identisches Verhalten im Frequenzbereich auf und können entsprechend als Äquivalent betrachtet werden [126].

Eine weitere Methode ist die Iterative-Learning-Control (ILC), deren Grundlagen im Jahr 1978 zuerst veröffentlicht wurden [127]. Auch diese kann zur Reduktion der Stromoberschwingungen bei elektrischen Antrieben eingesetzt werden [128, 129].

Im Jahr 1975 wurde mit dem Internal-Model-Principle [130] die Basis für den 1981 veröffentlichten Repetitive-Control-Ansatz (RC) gelegt [131]. Die breite Anwendbarkeit des Prinzips ist durch zahlreiche Übersichtsbeiträge belegt [132–134]. In [135] wird der Ansatz zur Reduktion von Drehmomentüberschwingungen eingesetzt, während in [136] die Harmonischen der Drehzahl unterdrückt werden. In dieser Arbeit kommt der Ansatz unter anderem in der Identifikation von winkelabhängigen Flussverkettungen zum Einsatz (siehe Kapitel 3.1.2), wobei hier der Fokus auf der Unterdrückung von Stromüberschwingungen liegt. In [137] wird gezeigt, dass ILC und RC auf einer gemeinsamen Struktur basieren und somit in zahlreichen Anwendungen funktional äquivalent sind und sich primär historisch in ihrer Darstellung unterscheiden.

Da der zuvor vorgestellte Regelalgorithmus eine P-Charakteristik aufweist, treten durch Modell- und Stellerfehler stationäre Abweichungen sowie Überschwingungen in den Strömen und im Drehmoment auf. Um diesen Effekten entgegenzuwirken, wird ein zusätzlicher, winkelabhängiger Integralanteil in Form eines RC implementiert, welcher diese Abweichungen im stationären Betrieb kompensiert. Die im Folgenden vorgestellte Erweiterung des Regelalgorithmus wurde auch in [E8] publiziert.

4.4.1 Berechnung der Fehlspannung

Die Fehlspannung kann auf unterschiedliche Weise berechnet werden. Als Referenz wird die Fehlspannungsberechnung anhand eines PI-Reglers untersucht, welche auch bei der Stromregelung zur Parameteridentifikation in Kapitel 3 zum Einsatz kommt. Im Anschluss erfolgt dann eine Beschreibung der Fehlspannungsberechnung mittels Modellgleichungen, welche aufgrund der höheren Konvergenzgeschwindigkeit auch im Regelalgorithmus Anwendung findet.

Fehlspannungsberechnung mittels PI-Regler

Beim PI-Regler werden P- und I-Anteil direkt aus dem Stromfehler gebildet. Unter idealer Vorsteuerung enthält der I-Anteil ausschließlich die, aufgrund von Modellfehlern auftretende, Fehlspannung und dient damit als Referenz. Mit der Integralverstärkung K_I ergibt sich die Spannungsabweichung bzw. Fehlspannung, die bis zum Erreichen des Sollwerts oder einer Stellgrößenbegrenzung integriert wird.

In Anlehnung an die Reglerauslegung mit Betragsoptimum in Kapitel 3 für die Stator- und Rotorkreisgleichungen gilt nach [24]:

$$\Delta \vec{u}(t) = (\vec{i}^* - \vec{i}(t)) \cdot \mathbf{K}_I \quad (4.46)$$

$$\mathbf{K}_I = \frac{1}{2 \cdot T_\sigma} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_R \end{pmatrix}}_{\mathbf{R}_{3 \times 3}} \quad (4.47)$$

Die Summenzeitkonstante wird zu

$$T_\sigma = 1,5 \cdot T_A \quad (4.48)$$

gewählt, welche der Totzeit eines PI-Reglers mit Abtastung der Messwerte im Übergang zwischen zwei PWM-Intervallen entspricht. Damit ist die im I-Anteil integrierte Fehlspannung bei konstantem $\mathbf{K}_I$ linear proportional zum gemessenen Stromfehler. Sättigung sowie die Drehzahlabhängigkeit der induzierten Spannungen bei Flussabweichungen bleiben unberücksichtigt.

Entsprechend erfolgt für eine gegebene Abweichung vom Sollstrom, unabhängig vom Betriebspunkt, die gleiche Spannungsnachführung. Aus den Spannungsgleichungen (2.77)–(2.78) folgt jedoch, dass ein Fehler in den Flussverkettungen $\Delta \psi_{sd}$, $\Delta \psi_{sq}$ zu einer drehzahlabhängigen Fehlspannung führt. Ein konstanter $\mathbf{K}_I$ bildet diese Drehzahlabhängigkeit jedoch aufgrund der zuvor gezeigten Parametrierung nicht ab und berücksichtigt zudem keine Nichtlinearitäten, welche aufgrund von Sättigung und Kreuzsättigung auftreten. Folglich führt dies zu einer vergleichsweise geringen Dynamik in der Kompensation von Modellfehlern und Oberschwingungen.

Modellbasierte Fehlspannungsberechnung

Zur Verbesserung der Konvergenzgeschwindigkeit kann die Spannung durch die Modellgleichungen unter Verwendung der Flusskennfelder geschätzt werden. Dazu wird das Verfahren aus [92] um die Rotorkomponente erweitert. Die Fehlspannung entspricht dabei der Differenz zwischen der Sollspannung des Reglers $\vec{u}^*$ und der geschätzten Maschinenspannung.

$$\Delta \vec{u}_{[t_{-1}, t_0]} = \vec{u}^* - \vec{u}_{[t_{-1}, t_0]} \quad (4.49)$$

Die Maschinenspannung $\vec{u}_{[t_{-1}, t_0]}$ wird auf Basis der Maschinenparameter und Kennfelder unter Verwendung der gemessenen Ströme $\vec{i}_{t_{-1}}, \vec{i}_{t_0}$ ermittelt. Für die Berechnung werden die gemessenen Ströme sowie die Flussverkettungen aus den LUTs von zwei aufeinanderfolgenden Zeitpunkten herangezogen. Da die Messung zum Zeitpunkt t_0 erfolgt, gilt die berechnete Maschinenspannung für das Intervall $[t_{-1}, t_0]$. Um die Fehlspannung zu bestimmen, muss die aktuell berechnete Sollspannung daher um $2 \cdot T_A$ verzögert werden.

$$\vec{u}_{[t_{-1}, t_0]} = \mathbf{R}_{3 \times 3} \frac{\vec{i}_{t_{-1}} + \vec{i}_{t_0}}{2} + \frac{\vec{\psi}_{t_{-1}} - \vec{\psi}_{t_0}}{T_A} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega_S & 0 \\ \omega_S & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \frac{\vec{\psi}_{t_{-1}} + \vec{\psi}_{t_0}}{2} \quad (4.50)$$

Durch die Berücksichtigung des nichtlinearen Zusammenhangs zwischen Stromfehler und Fehlspannung kann die Konvergenzgeschwindigkeit signifikant erhöht werden. Die Kopplung auf der d-Achse der FESM führt jedoch zu einer hohen Verstärkung und damit zu einer erhöhten Sensitivität gegenüber Messrauschen (siehe Kapitel 6.2). Entsprechend kann je nach Anwendung eine zusätzliche Dämpfung erforderlich sein.

4.4.2 Kompensation von Modellfehlern

Die Abweichungen zwischen Soll- und Istwert werden unter Verwendung der zuvor identifizierten Fehlspannung iterativ über den Integralanteil reduziert. Um die Sensitivität gegenüber Messrauschen zu verringern, wird zusätzlich eine Dämpfung über den Parameter $\alpha_I \in (0,1]$ eingefügt.

$$\vec{u}_{\mathbf{K}_I}^*[t_1, t_2] = \vec{u}_{\mathbf{K}_I}^*(t_0) + \Delta \vec{u}_{[t_{-1}, t_0]} \cdot \alpha_I \quad (4.51)$$

Wird der Integralanteil für alle Winkelpositionen identisch berechnet, werden ausschließlich stationäre Abweichungen kompensiert. Beim Erreichen der Stellgrößenbeschränkung erfolgt eine Anti-Windup-Strategie. Auf Basis dieses Integralteils kann jedoch auch eine Kompensation von räumlichen Oberwellen erfolgen.

4.4.3 Kompensation von Oberschwingungen

Die Grundlage für die Identifikation und Reduktion von Oberschwingungen in den Strömen bildet [92]. Diese Methode wurde in [E6] für die FESM und in [E9] für die ASM erweitert und für den Betrieb mit einem modellprädiktiven Regler angepasst. Für die Kompensation von Oberschwingungen wird der Integralanteil um die Winkeldimensionen γ_S und γ_R erweitert, wodurch eine Matrix mit Integralanteilen entsteht, die jeweils einem definierten Winkelsegment zugeordnet sind. Bei Synchronmaschinen kann auf die Abhängigkeit des Rotorwinkels γ_R verzichtet werden, wodurch die Matrix zu einem Vektor wird. Ein Stellereingriff im Rotor ist zudem nur bei der FESM möglich. Um eine allgemeine Umsetzung sicherzustellen, wurde der Algorithmus für den allgemeinsten Fall formuliert. Dieser beinhaltet entsprechend beide Winkelabhängigkeiten sowie die Eingriffsmöglichkeit des Rotorstellers. Eine Reduktion der Winkeldimensionen hat keine Auswirkungen auf das Interpolationsverfahren, der Wegfall eines Stellers führt lediglich zu einer dauerhaften Stellgrößenbeschränkung der jeweiligen Achse. Damit wird sichergestellt, dass auch hier keine maschinenspezifischen Anpassungen im Reglercode erforderlich sind.

Der Integralanteil besteht aus N_{γ_S} Stützstellen in der γ_S -Achse und N_{γ_R} in der γ_R -Achse. Um Verzerrungen der Ausgangsspannung an den Übergängen zwischen zwei Stützstellen zu minimieren, wird eine bilineare Interpolation angewendet (siehe [E9]). Die Struktur der Kompensation ist in Abbildung 4.12 dargestellt.

Dynamikoptimierung

Da die Konvergenzgeschwindigkeit mit der Anzahl der Stützstellen korreliert, führt insbesondere der 2D-Integralanteil zu einem deutlich verlangsamten Einschwingverhalten. Um dies zu verbessern, wurde zunächst eine Initialisierungsroutine eingefügt. So werden nach einem Sollwertsprung die I-Anteile zurückgesetzt. Sobald ein stationärer Zustand erreicht ist, werden zunächst die stationären Abweichungen kompensiert. Im Anschluss werden alle Stützstellen des I-Anteils mit dem ermittelten Wert initialisiert.

Zur Erhöhung der Konvergenzgeschwindigkeit können zudem die Symmetrien der Maschine genutzt werden. Es wird von einer ideal symmetrischen Maschine ausgegangen, sodass die Kompensation niederfrequenter Anteile entfällt.

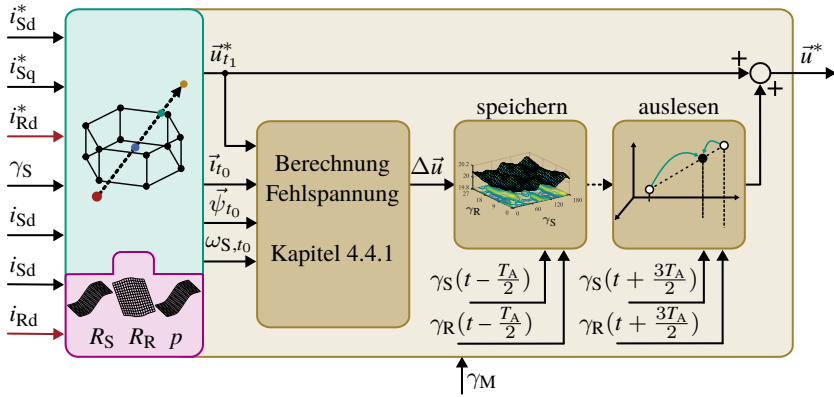


Abbildung 4.12: Kompensation von Modellfehlern und Oberschwingungen mittels RC

Für den Stator wird eine Symmetrie von $\delta\gamma_S = 60^\circ$ angenommen, wodurch die Stützstellen des Integralteils auf einem Winkel von 60° verteilt sind. Dadurch kann die Dynamik bei gleicher Winkelauflösung um den Faktor sechs verbessert werden.

Bei der ASM kommt zusätzlich die Rotordimension γ_R hinzu. Um auch hier die Dynamik zu erhöhen, kann als Symmetrie um eine Rotorstabteilung $\delta\gamma_R = \frac{360^\circ \cdot p}{Q_R}$ angenommen werden (siehe Kapitel 2.1.3) [E9]. Ist der Rotoraufbau nicht bekannt, kann im spannungsgesteuerten Betrieb eine Analyse der Oberschwingungen bei unterschiedlichen Schlupffrequenzen durchgeführt werden. Die niedrigste dominante Rotorordnung wird als Symmetrie gewählt.

4.5 Simulative Analyse des Regelungsverfahrens

Im Folgenden wird die Funktionsweise des Reglerverfahrens anhand von Simulationsergebnissen in *MATLABSimulink* vorgestellt. Die Simulation aller Synchronmaschinen basiert auf dem in [138] beschriebenen akausalen Maschinenmodell in *MATLABSimscape*. Die Simulation der ASM basiert auf dem Modell aus [E2] und wurde durch transiente FEM-Simulationen validiert.

Für die Simulation wird angenommen, dass die Maschinenparameter ideal bekannt sind, sodass keine Kompensation durch den Integralteil erforderlich ist. Zudem bleiben Winkelabhängigkeiten sowohl in den Maschinenmodellen als auch im Stromrichter unberücksichtigt. Die Stellspannungen werden durch ein Mittelwertmodell idealisiert und verzerrungsfrei bereitgestellt. Das Verhalten der zeitdiskreten Signalverarbeitung mit den definierten Messzeitpunkten und der Rechentotzeit wurde im Modell nachgebildet, um die Dynamik des Prüfstands möglichst exakt zu reproduzieren. Alle Maschinendaten inklusive deren Flusskennfelder sind in Kapitel 2.1.4 dargestellt und weisen Sättigung sowie Kreuzsättigung auf, wie sie auch für magnetisch hoch ausgenutzte Antriebe im Automotive-Sektor charakteristisch sind.

4.5.1 Fremderregte Synchronmaschine

Da die FESM durch den zusätzlichen Rotorsteller die größte Anzahl an Freiheitsgraden innerhalb der betrachteten Maschinenkonzepte aufweist, wird sie im Folgenden als Erstes untersucht. Die Kenndaten des Prüflings sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst, während Abbildung 2.16 die zugehörigen Kennfelder zeigt.

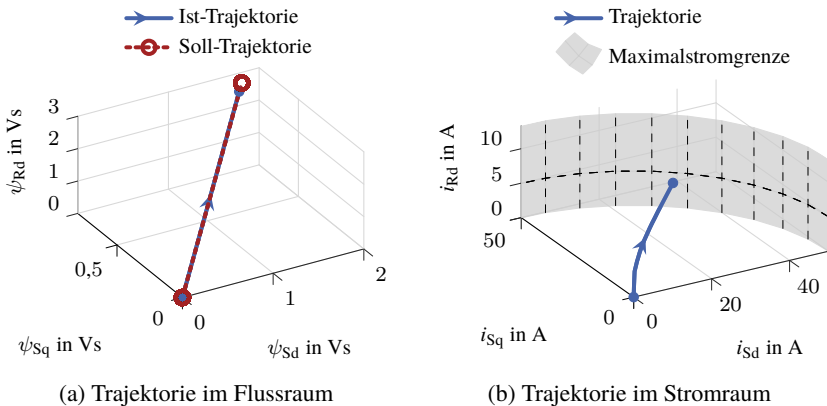


Abbildung 4.13: Dynamische Trajektorie der FESM im Fluss- und Stromraum

Zur Veranschaulichung der Funktionsweise des Regelalgorithmus wird bei einer Drehzahl von 1000 1/min ein Sollwertsprung von $\vec{i} = (0 \text{ A} \ 0 \text{ A} \ 0 \text{ A})^T$ auf $\vec{i}^* = (32 \text{ A} \ 32 \text{ A} \ 9 \text{ A})^T$ simuliert. Die Randbedingungen für die Simulation sind in Tabelle 4.1 gegeben. Wie in Kapitel 4.3 folgt der Regler im Flussraum einer Flussgeraden entsprechend der Darstellung in Abbildung 4.13 (a). Diese wird durch den Start- und Sollwert des Stroms definiert, welche in den Flussraum übertragen werden. Die Trajektorien im Flussraum und im Stromraum Abbildung 4.13 (b) weichen dabei deutlich voneinander ab. Da mit zunehmender Flussverkettung Sättigung und Kreuzsättigung in der Maschine dominanter werden, ist die Stromänderung nicht mehr proportional zur Flussänderung. In Abbildung 4.13 (b) führt die Sättigung der d-Achse so zu einem Abknicken der Stromtrajektorie.

Die Simulation veranschaulicht den Vorteil einer Regelung im Flussraum. Würde die Regelung im Stromraum ausgeführt, würde sich der Zusammenhang zwischen angelegter Spannung und Stromänderung mit zunehmender Sättigung ändern, sodass für die Einhaltung einer Sollwerttrajektorie im Stromraum das Modell kontinuierlich nachgeführt werden müsste. Im Flussraum gibt es jedoch grundsätzlich eine lineare Abhängigkeit von Spannung und Flussänderung. So kann die Sollspannung für das Erreichen einer Sollflussänderung mathematisch einfach berechnet werden, da das nichtlineare Maschinenverhalten ausschließlich in den LUTs bzw. den Kennfeldern enthalten ist.

Tabelle 4.1: Maschinendaten und Simulationsparameter der FESM

Maschinendaten		Simulationsparameter	
Parameter	Wert	Parameter	Wert
p	2	$U_{ZK,S}$	750 V
$n_{\max}$	3000 1/min	$U_{ZK,R}$	48 V
$M_{\max}$	226 Nm	$i_{S,\max}$	50 A
$P_{\max}$	25 kW	$i_{R,\max}$	25 A
		f_a	8 kHz

4.5.2 Asynchronmaschine mit Käfigläufer

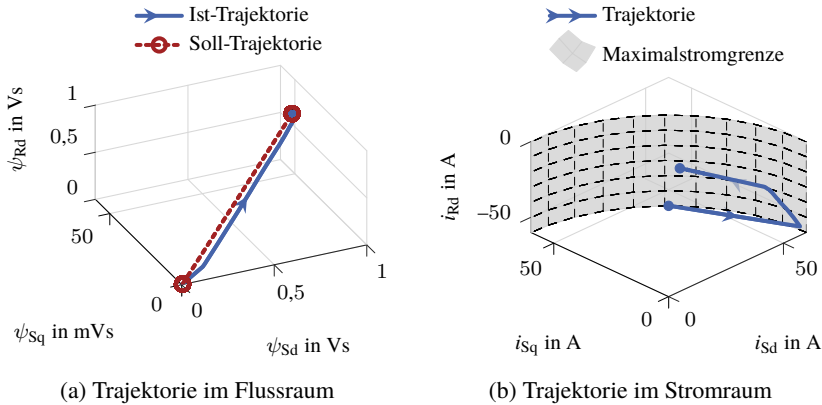


Abbildung 4.14: Dynamische Trajektorie der ASM im Fluss- und Stromraum

Für die ASM wird beispielhaft bei einer Drehzahl von 750 1/min ein Sollwertsprung von $\vec{i} = (0 \text{ A} \ 0 \text{ A} \ 0 \text{ A})^T$ auf $\vec{i}^* = (20 \text{ A} \ 15 \text{ A} \ 0 \text{ A})^T$ simuliert. Der Stromsollwert im Rotor i_{Rd}^* wird auf null ergänzt und entspricht somit dem stationären Arbeitspunkt zu den gewählten Statorsollströmen. Die Simulationsparameter und Maschinenkenndaten sind in Tabelle 4.2 gegeben. Die Kennfelder sind in Abbildung 2.25 dargestellt und wurden mittels der Methode aus [E2] auf Basis von FEM-Simulationen erzeugt.

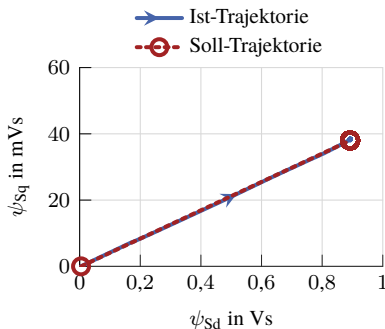
Da der Zustand der ASM auch von der Rotordimension abhängt, ist auch die Sollwerttrajektorie dreidimensional (siehe Abbildung 4.14(a)). Da jedoch im Vergleich zur FESM kein Rotorsteller vorhanden ist, kommt es zu Abweichungen in der ψ_{Rd} -Achse. Die resultierende Trajektorie im Stromraum ist in Abbildung 4.14(b) zu sehen. Im Gegensatz zum Flussraum ist hier keine Geradenform zu erkennen. Um die Flussverkettung im Rotor möglichst schnell zu erhöhen und so der Flussgeraden zu folgen, wird zunächst eine Sd-Spannung angelegt. Infolgedessen steigt der Stator- und Rotorstrom in der d-Achse bis zur Stromgrenze an. Die Einhaltung der Stromgrenzen wird jedoch kontinuierlich anhand der inversen Flusskennfelder für das Stellintervall überprüft.

Tabelle 4.2: Maschinendaten und Simulationsparameter der ASM

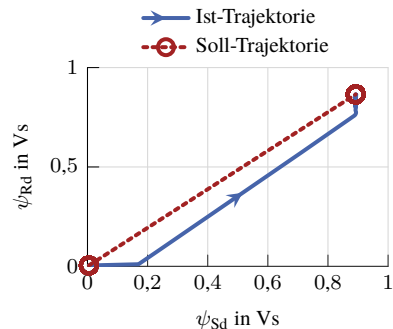
Maschinendaten		Simulationsparameter	
Parameter	Wert	Parameter	Wert
p	2	$U_{ZK,S}$	750 V
$n_{\max}$	3000 1/min	$U_{ZK,R}$	0 V
$M_{\max}$	155 Nm	$i_{S,\max}$	60 A
$P_{\max}$	34 kW	$i_{R,\max}$	120 A
		f_a	8 kHz

Beim Erreichen der Stromgrenze wird die Spannung reduziert. Somit folgt die Stromtrajektorie der Stromgrenze bis zum Erreichen des Sollwerts, wodurch eine hohe Dynamik erreicht werden kann. Durch den Wegfall des Rotorstellers wird die Trajektorie im Flussraum lediglich in der Projektion, also in der $\psi_{Sd}\psi_{Sq}$ -Achse, eingehalten. Dies ist deutlich in der 2D-Darstellung der d-Achse zu sehen Abbildung 4.15 (b).

In Abbildung 4.15 (b) sind die Abweichungen in der d-Achse zu sehen. Dies kann grob in drei Abschnitte aufgeteilt werden. Im ersten Abschnitt verläuft die Flusstrajektorie parallel zur ψ_{Sd} -Achse. Hier wird der Strom im Stator zunächst bis zur Stromgrenze erhöht.



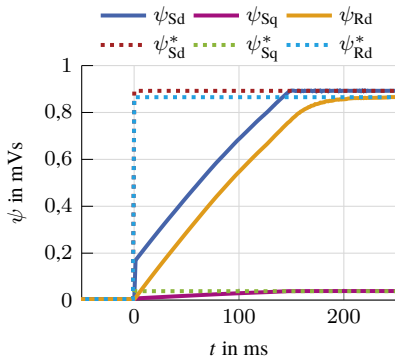
(a) Trajektorie im SdSq-Flussraum



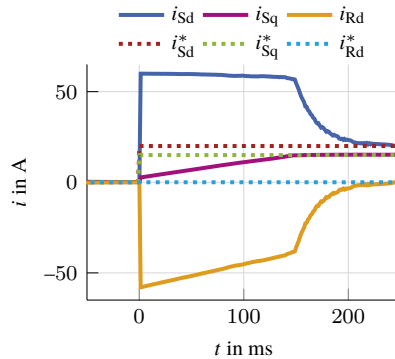
(b) Trajektorie in der d-Achse

Abbildung 4.15: Abweichungen der ASM-Flusstrajektorie in der d-Achse

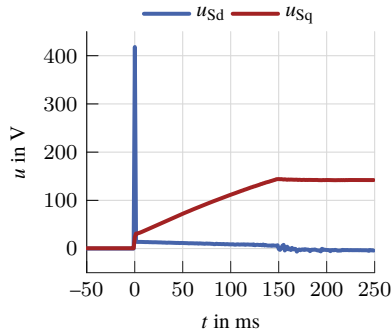
Somit steigt der Streuflussanteil im Stator an, während sich im Rotor keine Flussänderung ergibt. Im zweiten Abschnitt laufen die Soll- und Istwerttrajektorie näherungsweise parallel. Hier ist der Statorstrom dauerhaft an der Maximalstromgrenze. Durch den ohmschen Spannungsabfall im Rotor ergibt sich so die maximal mögliche Flussänderung im Rotor.



(a) Zeitverlauf der Flussverkettungen beim Sollwertsprung.



(b) Zeitverlauf der Ströme beim Sollwertsprung.



(c) Zeitverlauf der Spannungen beim Sollwertsprung

Abbildung 4.16: Dynamische Trajektorie der ASM im Zeitverlauf

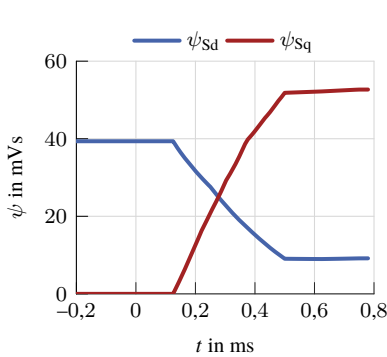
Im letzten Abschnitt wird der Strom in der d-Achse zum Erreichen des stationären Sollwerts reduziert und der Rotorstrom klingt auf null ab. Der Streuflussanteil in der d-Achse wird hierbei abgebaut und der Rotor- und Statorfluss nähern sich an. Das dynamische Verhalten des Reglers lässt sich im Zeitbereich verdeutlichen. Durch den Sollwertsprung bei $t = 0$ s wird zunächst die Spannung u_{sd} auf die Spannungsgrenze erhöht, um den Sd-Strom möglichst schnell bis zur Stromgrenze zu erhöhen Abbildung 4.16 (c). Im Stator baut sich der Streufluss dynamisch auf. Der Rotorkreis weist hingegen ein dominant ohmsch-induktives Verhalten auf und bildet somit einen Tiefpass erster Ordnung mit der Rotorzeitkonstante $\tau_R = 0,35$ s. Im Rotor folgt daher die Flussverkettung ψ_{Rd} mit diesem Tiefpassverhalten der Statorflussverkettung und auch der Rotorstrom baut sich mit demselben Zeitverhalten ab (siehe Abbildung 4.16 (b) und Abbildung 4.16 (a)). Würde in der Regelungsstrategie lediglich die Statorströme auf den jeweiligen Sollwert geregelt werden, so würde der stationäre Punkt näherungsweise nach $5 \cdot \tau_R = 1,75$ s erreicht werden. Durch die vorgestellte Trajektorienstrategie kann der Sollwert schon nach 0,24 s erreicht und somit die Dynamik um mehr als Faktor 7 gesteigert werden.

4.5.3 Permanenterregte Synchronmaschine

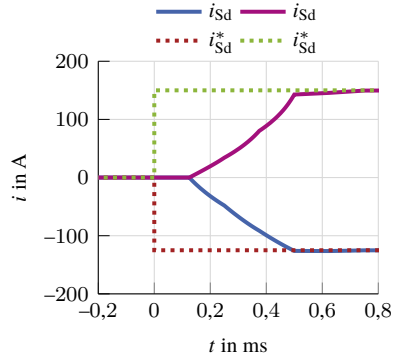
Für die Simulation der PSM kommt als Prüfling die *ETI-S01-30-20* aus [56] zum Einsatz. Die Parametrierung der Simulation entspricht einem realen Prüfstandsbetrieb und ist zusammen mit den Maschinenkenndaten in Tabelle 4.3 gegeben. Die PSM ist vollständig durch ihre Flussverkettungskennfelder charakterisiert, die mittels FEM-Simulation generiert und durch Messungen verifiziert wurden. Die Kennfelder sind in Abbildung 2.19 dargestellt.

Tabelle 4.3: Maschinendaten und Simulationsparameter der PSM

Maschinendaten		Simulationsparameter	
Parameter	Wert	Parameter	Wert
p	3	$U_{ZK,S}$	400 V
$n_{\max}$	30 000 1/min	$U_{ZK,R}$	0 V
$M_{\max}$	37 Nm	$i_{S,\max}$	200 A
$P_{\max}$	60 kW	f_a	8 kHz



(a) Zeitverlauf der Flussverkettungen beim Sollwertsprung.



(b) Zeitverlauf der Ströme beim Sollwertsprung

Abbildung 4.17: Flussverkettungen und Ströme im Sollwertsprung bei der PSM

Mit dem Prüfling wurde bei 5000 1/min ein Sollwertsprung von $\vec{i} = (0 \text{ A} \ 0 \text{ A} \ 0 \text{ A})^T$ auf $\vec{i}^* = (-125 \text{ A} \ 150 \text{ A} \ 0 \text{ A})^T$ durchgeführt. Die Stromantwort ist in Abbildung 4.17 (b) gezeigt. Nach der Vorgabe der neuen Sollwerte bei $t = 0$ ms werden zunächst die Ausgangsspannungen innerhalb eines Reglerintervalls berechnet. Entsprechend kommt es zu einer Totzeit von einem Reglerintervall. Anschließend erreicht der Regler den neuen Sollwert innerhalb von 0,5 ms, was vier Reglerintervallen bzw. drei Intervallen mit dynamischem Stellereingriff entspricht.

Die Ausgangsspannungen sind in Abbildung 4.18 (a) dargestellt. Die Stellspannung wird dabei immer auf der Grundlage der maximalen Spannung und der gewünschten Trajektorie berechnet. Da die Maschine während des dynamischen Vorgangs elektrisch um etwa 45° rotiert, variieren die verfügbaren Stellspannungen in Sd- und Sq-Richtung. Die Statorspannungsgrenze ist dabei in Form eines Sechsecks implementiert (siehe Abbildung 4.18 (b)), wodurch Übermodulation ohne Anpassung des Modulationsverfahrens an der Spannungsgrenze implizit durchgeführt wird. Im Vergleich zu anderen Modulationsverfahren ohne Übermodulation und mit entsprechend sinusförmiger Ausgangsspannung kann hier insbesondere bei der PSM und SyRM die Dynamik durch die erhöhte Ausgangsspannung gesteigert werden.

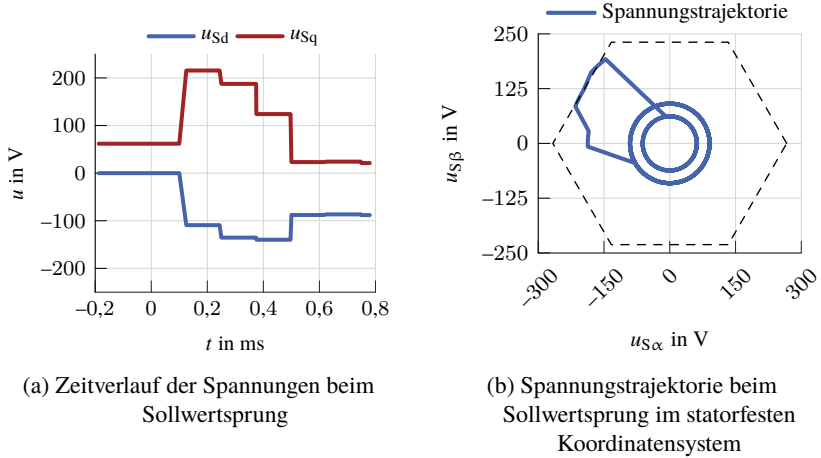


Abbildung 4.18: Spannungen im Sollwertsprung bei der PSM

Da die induzierte Spannung der Maschine im Übergang ansteigt, müssen die Stellspannungen in jedem Regelintervall angepasst werden, um die gewünschte Sollwerttrajektorie beizubehalten. Auch der stationäre Endwert verändert sich, was anhand der unterschiedlichen stationären Sollspannungen in Abbildung 4.18 (b) zu sehen ist. Abbildung 4.17 (a) zeigt den zeitlichen Verlauf der Flussverkettungen, welche im dq-Flussraum wieder eine Flussgerade bilden.

4.5.4 Synchrone Reluktanzmaschine

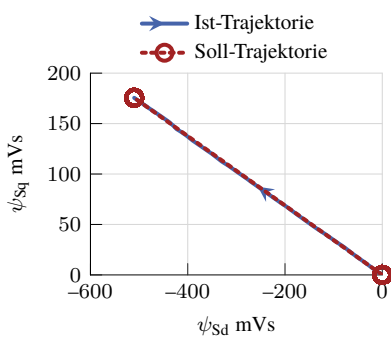
Der Datensatz für die Simulation der SyRM wurde mit der Open-Source-Entwicklungsplattform *SyR-e Drive* erstellt, die auf der Simulationssoftware *FEMM* und *MATLAB* basiert [57]. Die Kenndaten des Prüflings und die Simulationsparameter sind in Tabelle 4.4 dargestellt. Auch die Kennfelder der SyRM weisen Sättigung und Kreuzsättigung auf (siehe Abbildung 2.22). Im Vergleich zur PSM ist jedoch kein Offset durch den Permanentmagnetfluss vorhanden. Der Sollwertsprung der SyRM erfolgt bei 1500 1/min von $\vec{i} = (0 \text{ A} \ 0 \text{ A} \ 0 \text{ A})^T$ auf $\vec{i}^* = (-25 \text{ A} \ 43 \text{ A} \ 0 \text{ A})^T$.

Tabelle 4.4: Maschinendaten und Simulationsparameter der SyRM

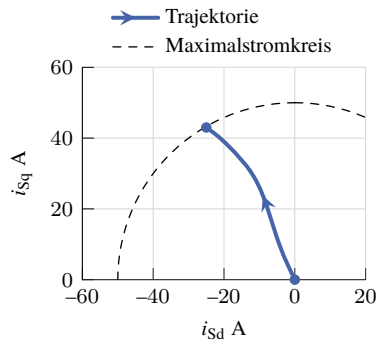
Maschinendaten		Simulationsparameter	
Parameter	Wert	Parameter	Wert
p	3	$U_{ZK,S}$	565 V
$n_{\max}$	4000 1/min	$U_{ZK,R}$	0 V
$M_{\max}$	47 Nm	$i_{S,\max}$	50 A
$P_{\max}$	10 kW	f_a	8 kHz

Der Sollwert wird innerhalb von 2 ms erreicht, was 16 Regelintervallen entspricht. Die im Vergleich zur PSM deutlich vergrößerte Anregelzeit liegt hierbei nicht an einer verringerten Dynamik, sondern lediglich an einer größeren Änderung der Flussverkettung im Vergleich zur PSM.

Abbildung 4.19 (a) zeigt die Trajektorie im Flussraum. Durch den Wegfall der Rotordimension hat diese keine Ausprägung in der ψ_{Rd} -Achse. Soll- und Istwerte beschreiben auch hier im Flussraum eine Gerade. Im Stromraum (siehe Abbildung 4.19 (b)) wird der Verlauf des Stroms durch die Sättigung der Maschine verzerrt und weicht daher deutlich von der Geradenform ab.



(a) Trajektorie im Flussraum



(b) Trajektorie im Stromraum

Abbildung 4.19: Dynamische Trajektorie der SyRM im Fluss- und Stromraum

5

„Experiment is the sole judge of scientific truth.“

Richard P. Feynman (1918–1988),
The Feynman Lectures on Physics (1963)

Versuchsaufbauten

Im Anschluss an die Simulation wird die Funktionsfähigkeit der Regelung durch Messergebnisse an verschiedenen Prüfständen belegt. Es wurden dazu Messungen für die FESM, ASM und PSM durchgeführt, wobei unterschiedliche Prüfstände mit variierender Signalverarbeitung und Messtechnik verwendet wurden. Messdaten für die SyRM lagen zum Zeitpunkt der Publikation nicht vor.

Die SyRM und PSM unterscheiden sich im Wesentlichen durch den zusätzlich im Rotor eingebrachten Permanentmagneten, was zu einer Verschiebung der Flusskennfelder aufgrund des Permanentmagnetflusses führt (siehe Kapitel 2). Trotz dieser Unterschiede weisen beide Maschinentypen eine hohe physikalische Übereinstimmung auf. Daher können die Messergebnisse der PSM zusammen mit den Simulationsergebnissen in Kapitel 4.5 als plausibler Funktionsnachweis dienen.

Im Folgenden werden die Prüflinge und Prüfstände beschrieben, welche für die Messungen in Kapitel 6 verwendet wurden. Die gezeigten Maschinenparameter und Flusskennfelder wurden mit der Methodik aus Kapitel 3 experimentell bestimmt. Ergänzend zu den gezeigten Versuchsaufbauten wurden für die ASM zusätzliche Messungen an einem weiteren DUT veröffentlicht [E3, D2].

5.1 Prüfling

Die Prüflinge umfassen die in Kapitel 6 beschriebenen Maschinen mit einer Nennausgangsleistung zwischen 169 W und 22 kW. Die Auswahl der Systeme erfolgte primär nach ihrer Verfügbarkeit, wobei dennoch eine breite Streuung hinsichtlich Leistung, Spannung und Drehzahl berücksichtigt wurde. Dadurch wird die allgemeine Anwendbarkeit des entwickelten Regelungskonzepts auf unterschiedliche Antriebstypen demonstriert.

Die Prüflinge der Typen ASM und FESM zeigen infolge von magnetischer Sättigung sowie Kreuzsättigung deutliche nichtlineare Eigenschaften. Diese Effekte treten insbesondere in magnetisch hoch ausgenutzten Maschinen auf und sind daher auch charakteristisch für Traktionsantriebe. Der PSM-Prüfling hingegen zeigt bedingt durch sein magnetisches Design eine stark oberwellenbehaftete Flussverkettung. Dies prädestiniert ihn insbesondere für Untersuchungen des RC-Verfahrens zur gezielten Oberschwingungskompensation.

Durch die unterschiedlichen physikalischen Eigenschaften der eingesetzten DUTs lässt sich die Übertragbarkeit des entwickelten Regelungskonzepts auf eine Vielzahl elektrischer Antriebe über einen großen Leistungsbereich nachweisen – von magnetisch linearen Kleinantrieben bis zu hoch ausgenutzten Traktions- und Industrieantrieben.

5.1.1 Fremderregte Synchronmaschine



(a) Prüfling am Maschinenbett



(b) Rotor des Prüflings [139]

Abbildung 5.1: Maschinenbett und Rotor der FESM

Der FESM-Prüfling (siehe Abbildung 5.1 (a)) wurde von Winzer in [139] entwickelt und aufgebaut. Die Kenndaten der Maschine sind in Tabelle 5.1 gegeben.

Basis der Maschine bildet eine Asynchron-Industriemaschine für den Betrieb am 50 Hz-Netz. Der Stator weist 36 Nuten und vier Pole auf. Der Rotor wurde für den Betrieb als FESM in [139] neu entwickelt und ist in Abbildung 5.1 (b) dargestellt. Die Rotorwicklung wird durch Schleifringe angebunden.

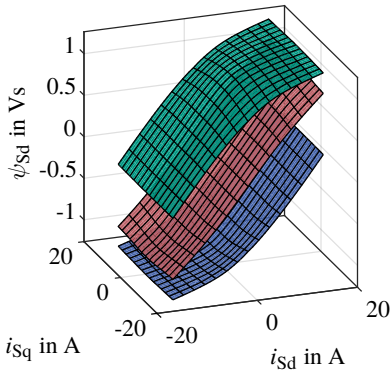
Tabelle 5.1: Kenndaten des in [139] entworfenen FESM-Prüflings

Parameter	Wert
p	2
$M_{\max}$	40 Nm
n_E	1500 1/min
$u_{S,N}$	400 V
$i_{S,N}$	10,1 A
$u_{R,N}$	48 V
$i_{Rd,N}$	8,7 A
P_N	5,9 kW

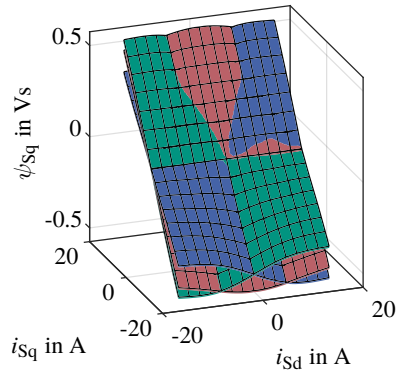
Im Gegensatz zu passiven, induktiven Übertragern kann so auch eine negative Rotorspannung angelegt werden. Der Stator weist im Vergleich zu Automotive-Antrieben [140, 141] eine deutlich höhere Windungszahl auf. Entsprechend liegt der Rotorwiderstand mit $R_R = 1,4 \Omega$ ungefähr im Bereich des Statorwiderstands mit $R_S = 1,3 \Omega$. Die Induktivitäten in der d-Achse liegen mit $L_{Rd} = 219,3 \text{ mH}$ und $L_{Sd} = 77,5 \text{ mH}$ im Vergleich zu einem typischen Antrieb im Automotive-Bereich eng beieinander.

In Abbildung 5.2 sind die Flusskennfelder der Maschine für verschiedene Rotorströme i_{Rd} dargestellt. Die Messmethodik sowie der zugrunde liegende Datensatz wurden in [E5] publiziert. Die Ergebnisse zeigen, dass die Sättigung des Magnetkreises zu deutlichen Nichtlinearitäten führt. Diese äußern sich sowohl in der Kopplung zwischen den Wicklungen des Stators und des Rotors als auch in der Kreuzsättigung zwischen d- und q-Achse.

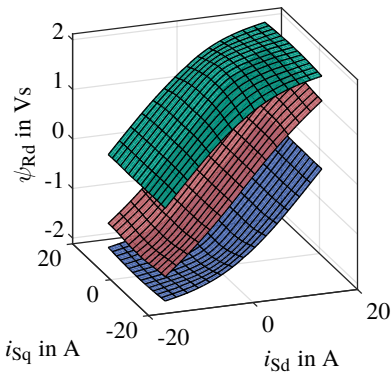
Die Rotorlage des Prüflings wird von einem Resolver vom Typ *RE-15-1-A15* der Firma *LTN Servotechnik* ermittelt [D3]. Die Kühlung des Prüflings erfolgt aufgrund der geringen Leistung ausschließlich durch passive Luftkühlung. Eine Temperaturmessung ist nicht implementiert.



(a) Sd-Komponente



(b) Sq-Komponente



(c) Rd-Komponente

Legende

- $i_{Rd} = 8,7 \text{ A}$
- $i_{Rd} = 0 \text{ A}$
- $i_{Rd} = -8,7 \text{ A}$

Abbildung 5.2: Kennfelder des FESM-Prüflings bei $i_{Rd}=8,7 \text{ A}$ (grün), $i_{Rd}=0 \text{ A}$ (rot) und $i_{Rd}=-8,7 \text{ A}$ (blau)

5.1.2 Asynchronmaschine mit Käfigläufer

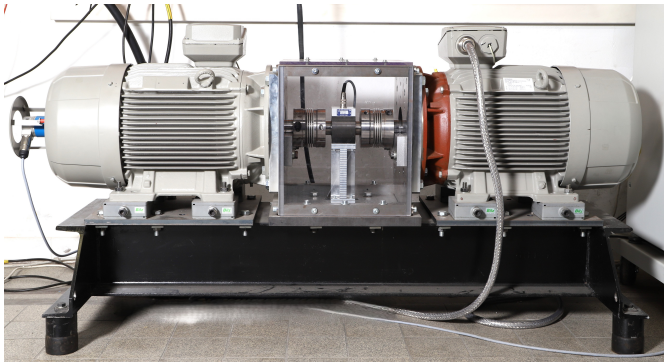


Abbildung 5.3: ASM-Prüfling und Lastmaschine am Maschinenbett

Abbildung 5.3 zeigt den ASM-Prüfling. Die *Siemens ILE1592-1EB42-1AF4* ist ebenfalls eine vierpolige Maschine für den Betrieb am 50 Hz-Netz [D4]. Die Kenndaten des Antriebs sind in Tabelle 5.2 gegeben. Mit 22 kW hat der Prüfling die höchste Ausgangsleistung aller untersuchten Antriebe. Der Rotorlagewinkel und die Drehzahl werden durch einen *Siemens IXP8012-20* Inkrementalgeber mit 1024 Strichen bestimmt [D5]. Die Kennfelder der ASM sind in Abbildung 5.4 für verschiedene Rotorströme i_{Rd} dargestellt. Im Vergleich zum FESM-Prüfling ist die Kreuzsättigung der Kennfelder weniger stark ausgeprägt. Eine Ursache hierfür liegt in der Orientierung des Bezugssystems.

Tabelle 5.2: Kenndaten der *Siemens ILE1592-1EB42-1AF4* ASM

Parameter	Wert
p	2
M_N	140 Nm
n_N	1500 1/min
$u_{S,N}$	380 V
$i_{S,N}$	45 A
P_N	22 kW

Die Rotorflussorientierung der ASM bewirkt im Vergleich zur Rotororientierung bei Synchronmaschinen, dass in der Sq-Achse lediglich ein Streufluss mit geringer Amplitude auftritt.

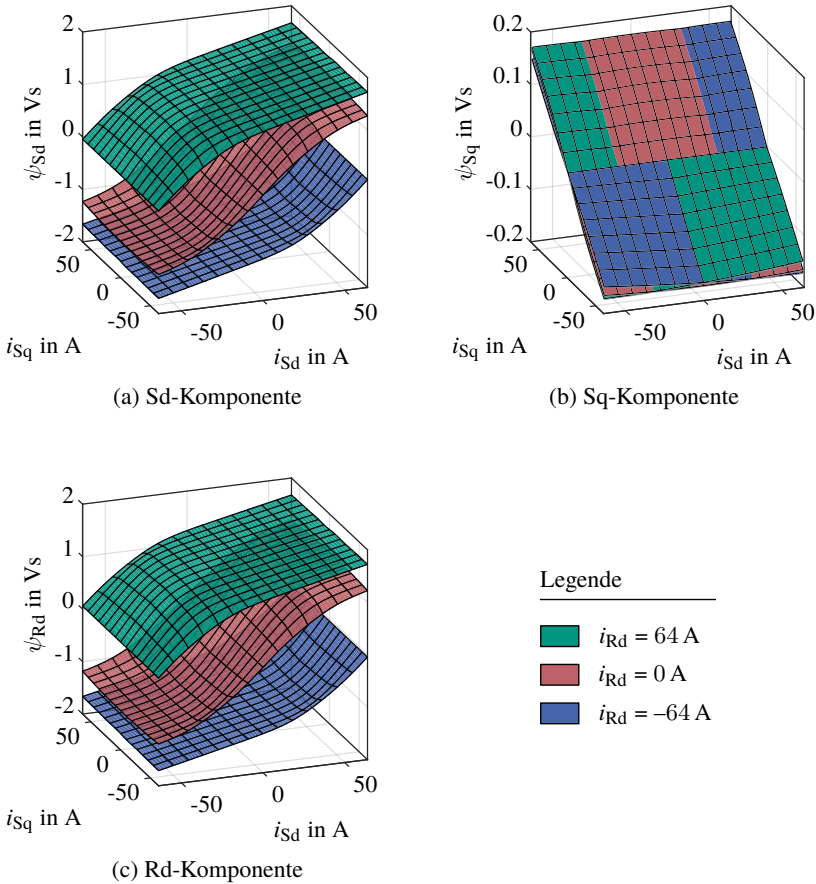


Abbildung 5.4: Kennfelder des ASM-Prüflings bei $i_{Rd}=64 \text{ A}$ (grün), $i_{Rd}=0 \text{ A}$ (rot) und $i_{Rd}=-64 \text{ A}$ (blau)

Dies zeigt sich auch im direkten Vergleich der Flusskennfelder. Während bei den anderen gezeigten Prüflingen die maximalen Flussverkettungsamplituden in der Sd- und Sq-Achse um etwa den Faktor zwei oder weniger abweichen, liegen diese Werte bei der ASM prinzipbedingt deutlich weiter auseinander. So ist die maximale Amplitude in Abbildung 5.4 (b) etwa um den Faktor zehn geringer als in Abbildung 5.4 (a). Folglich ist die Sättigung der Sq-Flussverkettung weniger stark ausgeprägt und auch die Kreuzsättigung fällt vergleichsweise gering aus.

5.1.3 Permanenterregte Synchronmaschine

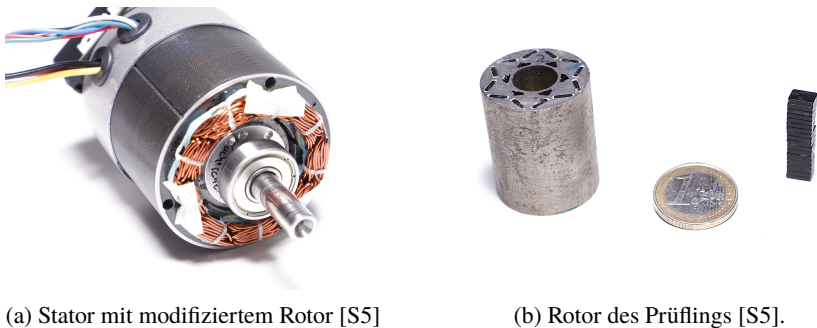


Abbildung 5.5: PSM-Prüfling

Der Prüfling der PSM ist in Abbildung 5.5 (a) dargestellt. Es handelt sich um einen *Nanotec DB59M024035R-B3* mit modifiziertem Rotor [D6]. Das serienmäßige Rotordesign ist mit Oberflächenmagneten ausgeführt und besitzt zwei axiale Segmente mit Schrägung. In der modifizierten Ausführung sind die Magnete in V-Form vergraben (siehe Abbildung 5.5 (b)), wobei auf eine axiale Segmentierung des Rotors sowie Schrägung verzichtet wurde. Dadurch weist der Rotor ein deutlich höheres Rastmoment und ausgeprägtere Drehmomentüberschwingungen auf.

Die Daten des modifizierten Antriebs sind in Tabelle 5.3 gegeben. Im Gegensatz zu den anderen Prüflingen ist die PSM für den Betrieb an einem Stromrichter mit 24 V ausgelegt und hat somit eine geringere Ausgangsleistung und ein niedriges Drehmoment. Als Lastmaschine wird die *Nanotec DB59M024035R-B3* ohne Modifikationen eingesetzt.

Tabelle 5.3: Kenndaten der modifizierten *Nanotec B59M024035R-B3*

Parameter	Wert
p	3
M_N	0,32 Nm
n_N	3500 1/min
$U_{ZK,S}$	24 V
$i_{S,N}$	8 A
P_N	169 W

Die Flusskennfelder sind in Abbildung 5.6 gegeben. Bei der PSM entfällt die Abhängigkeit von Rotorstrom und Rotorflussverkettung. Entsprechend sind die Kennfelder nur zweidimensional. Wie für Antriebe in dieser Baugröße üblich, sind die Kennfelder näherungsweise linear und weisen kaum magnetische Sättigung oder Kreuzsättigung auf.

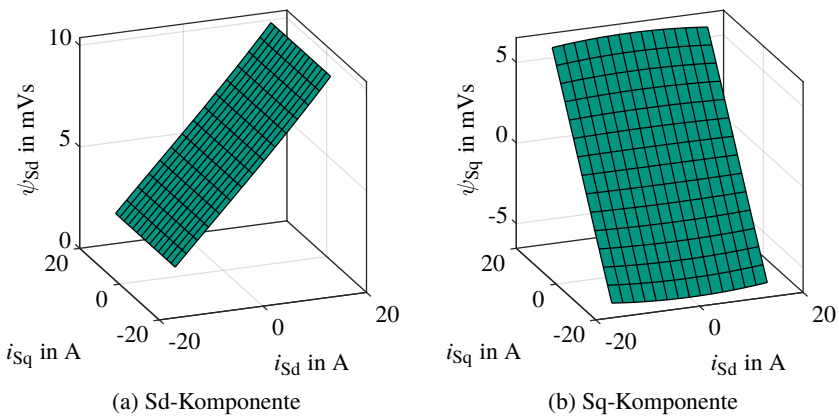


Abbildung 5.6: Kennfelder des PSM-Prüflings

5.2 Prüfstände

Bei der Wahl der Prüfstände wurde auf bereits bestehende, verfügbare Systeme zurückgegriffen, welche weder elektrisch noch mechanisch modifiziert wurden. Entsprechend unterscheiden sich diese Systeme sowohl im elektrischen als auch im mechanischen Aufbau.

Kern der Signalverarbeitung aller Prüfstände bilden das *ETI-SoC-System* oder der *ETI-DSP III* [142, 143]. Beide Plattformen wurden am Elektrotechnisches Institut (ETI) als modulares Rapid-Control-Prototyping-System entwickelt und basieren auf einem zugekauften System-on-Module von *AVNET*, bei dem ein *Zynq-7030* um DDR-Speicher und Peripherie-Controller erweitert wird. Der heterogene SoC besteht aus einem *Zynq-7030* System-on-Chip (SoC) von *AMD* mit einem Dual-Core *ARM Cortex-A9* Prozessor und einem *Kintex-7* Field-Programmable-Gate-Array (FPGA). Die Systeme können mit unterschiedlichen Erweiterungskarten an die jeweiligen Anforderungen der Prüfstände angepasst werden.

Die Systemarchitektur ist in Abbildung 5.7 dargestellt. *ARM Core 0* übernimmt unter *FreeRTOS* die Kommunikation mit dem Host-PC sowie Überwachungsaufgaben. Auf *Core 1* werden hingegen zeitkritische Steuerungsalgorithmen als Bare-Metal-Implementierung in Echtzeit ausgeführt. Beide Plattformen unterstützen Rapid-Prototyping durch *MATLAB*-Codegenerierung. Im FPGA werden Signalverarbeitungsaufgaben mit hohen Anforderungen an die zeitliche Auflösung umgesetzt, darunter die Erfassung, Verarbeitung und Weiterleitung von Messdaten sowie die Steuerung von Peripheriegeräten und die Ansteuerung von Leistungshalbleitern. Zudem fungiert das FPGA als Schnittstelle zu den Erweiterungskarten.

Die beiden Systeme unterscheiden sich hierbei in der Anbindung der Erweiterungskarten. Beim *ETI-DSP III* werden die Daten über den *ETI-Bus*, einen parallelen 16-Bit-Kommunikationsbus mit adressbasiertem Datenzugriff, übertragen. Im *ETI-SoC-System* sind die IOs des FPGAs direkt mit den Erweiterungskarten verbunden. Hier führt der Wegfall der Buskommunikation zu einer reduzierten Latenz durch den direkten Zugriff auf die Erweiterungskarten.

Für beide Systeme stehen standardisierte Karten zur Anbindung der Stromrichter oder beispielsweise zur Geberauswertung und Analog-Digital-Wandlung zur Verfügung. Die spezifische Ausführung der Signalverarbeitung wird in der Beschreibung der Prüfstände vorgestellt.

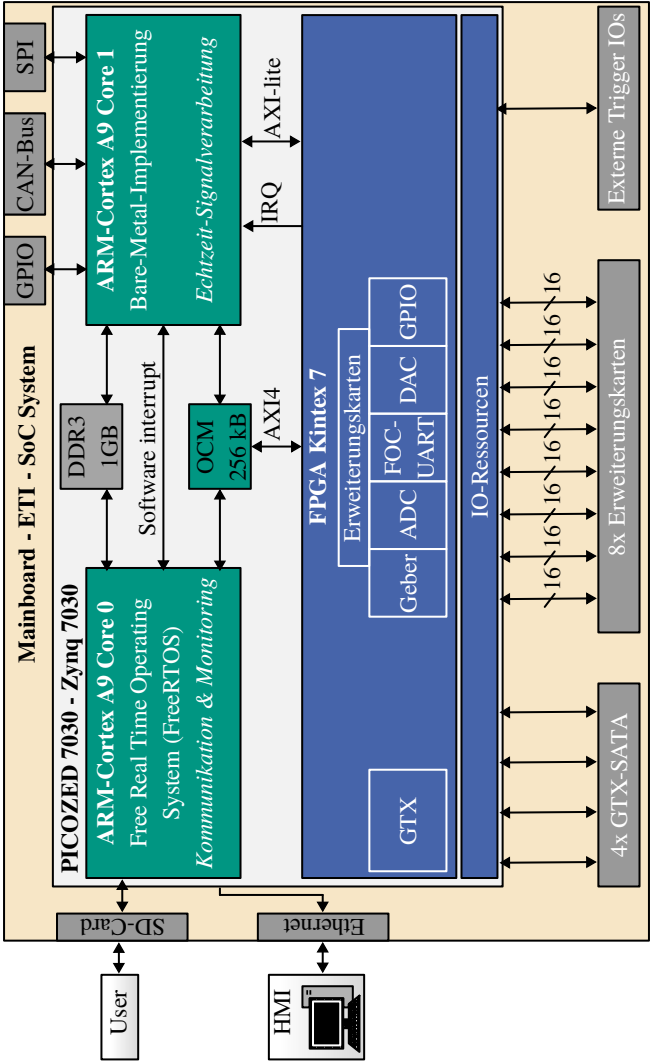


Abbildung 5.7: Schematische Darstellung des ETI-SoC-Systems [143]

5.2.1 Fremderregte Synchronmaschine



Abbildung 5.8: FESM-Prüfstand mit Leistungselektronik, Signalverarbeitung und Maschinenbett

Abbildung 5.8 zeigt den Prüfstands Aufbau für den FESM-Prüfling. Als Lastmaschine kommt eine PSM von *KEBA* mit der Typbezeichnung *LSH-127-4-30-560/T4,1R* zum Einsatz. Die Lastmaschine wird mittels kaskadiertem PI-Regler mit Referenzmodell im Drehzahlregelkreis betrieben. Die Umsetzung erfolgte nach [144]. Das Lastmoment wird vorgesteuert. Prüfling und Lastmaschine werden von IGBT-ETI-Einplatinenstromrichtern (EPSRs) angetrieben. Der gemeinsame Zwischenkreis aller Stromrichter wird von einem galvanisch getrennten Netzteil gespeist (siehe Abbildung 5.9). Entsprechend wird auch der EPSR, welcher als Erregerstromrichter dient, mit derselben Zwischenkreisspannung betrieben.

Signalverarbeitung und Messtechnik

Die Regelung ist auf dem SoC-System implementiert. Regel- und PWM-Frequenz betragen 10 kHz. Die Rotorpositionsbestimmung in der Lastmaschine erfolgt mittels *LTN RE 15-1-A14* Resolver, im Prüfling kommt ein *LTN RE 15-1-A1* zum Einsatz.

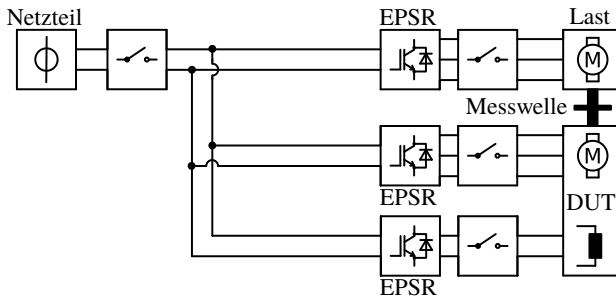


Abbildung 5.9: Blockdiagramm des FESM-Prüfstands

Beide Sensoren weisen eine Genauigkeit von zehn Winkelminuten und eine Schwankung von einer Winkelminute auf [D3]. Die Resolver-Signale werden über zwei Geberauswertungskarten verarbeitet, die mit einem Resolver-to-Digital-Converter *AD2S1210* von *Analog Devices* ausgestattet sind. Der Maschinensatz ist für niedrige Drehzahlen ausgelegt, weshalb die höchste Auflösung von 16 bit verwendet wird. Bei einem Takt von 10 MHz beträgt die maximal auswertbare Drehzahl über 9000 1/min. Die Drehmomentmessung erfolgt über eine *ETH* Drehmomentmesswelle vom Typ *DRFL-III 150 n* mit einer Messgenauigkeit von 0,1 % bezogen auf den Messbereich von 150 Nm. Das Analogsignal wird über eine Analog-Digital-Wandler (ADC)-Karte des SoC-Systems ausgewertet. Jede ADC-Karte verfügt über drei Analog-Digital-Wandler des Typs *LTC2325-16* von *Analog Devices* mit einer Auflösung von 16 bit und einer Abtastfrequenz von 5 Ms^{-1} pro Kanal.

Für die Erfassung der elektrischen Größen werden ebenfalls ADC-Karten eingesetzt. Die Strommessung erfolgt mit Sensoren aus der *CKSR*-Reihe von *LEM*. Auf den EPSR, welche die FESM speisen, sind *CKSR 50-NP* Sensoren verbaut, die für Ströme bis 50 A ausgelegt sind und eine Messgenauigkeit von 0,9 % bieten. Die Phasenspannungsmessung erfolgt durch eine Messkette aus einem isolierten Verstärker und einem Differenzverstärker. Der isolierte Verstärker ist ein *ACPL-C79B* von *Avago Technologies* mit einem Linearitätsfehler von 0,05 % und einem Signal-Rausch-Verhältnis von 62 dB. Als Differenzverstärker wird ein *INA145* von *Texas Instruments* verwendet.

Nach der Analog-Digital-Wandlung ergibt sich eine Auflösung von etwa 20 mV. Während der Initialisierung wird ein Offsetabgleich des Messsystems durchgeführt. Hierbei wird das gemessene Signal gemittelt und der ermittelte Durchschnittswert als Offset für den Betrieb gespeichert.

5.2.2 Asynchronmaschine mit Käfigläufer



Abbildung 5.10: ASM-Prüfstand mit Leistungselektronik, Signalverarbeitung und Maschinenbett

Abbildung 5.10 zeigt den Prüfstand und das Maschinenbett der ASM. Die Lastmaschine ist identisch mit dem Prüfling und wird mit einem kaskadierten PI-Regler drehzahl geregelt. Der Rotorfluss bzw. der d-Strom ist im Grunddrehzahlbereich konstant auf 25 A gewählt und wird im Feldschwächbetrieb zur Einhaltung der Spannungsgrenzen entsprechend reduziert. Das Lastmoment wird vorgesteuert.

Im Prüfstand kommen vier EPSRs zum Einsatz (siehe Abbildung 5.11). Ein Stromrichter ist als Active Front End (AFE) verbaut und stellt die Zwischenkreisspannung für den Lastmaschinenstromrichter.

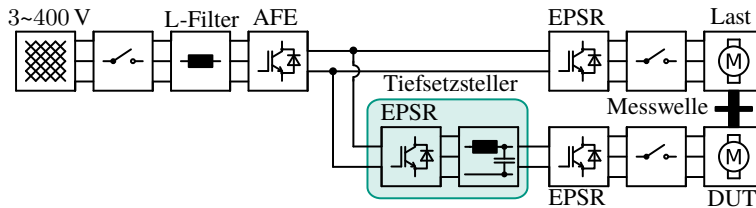


Abbildung 5.11: Blockdiagramm des ASM-Prüfstands

Die Zwischenkreisspannung am Prüflingsstromrichter kann über einen weiteren EPSR eingestellt werden, welcher als Tiefsetzsteller fungiert. Der gesamte Prüfstand ist galvanisch über einen Trafo auf der Netzseite getrennt.

Signalverarbeitung und Messtechnik

Als Signalverarbeitung kommt der *ETI-DSP III* zum Einsatz. Regel- und PWM-Frequenz betragen 8 kHz. Der Digitaler Signalprozessor (DSP) gibt in jeder Regelperiode neue Sollwerte an die Modulatorkarte aus, welche die Messsignale an den DSP überträgt. Die ADC-Karte nutzt einen *Texas Instruments THS1206* ADC. Die analogen Messsignale der Strom-, Spannungs- und Drehmomentmessung werden mit 12 bit quantisiert und mit einer Abtastfrequenz von $1,5 \text{ MSs}^{-1}$ pro Kanal erfasst. Über ein T_A -Intervall werden somit 120 Messpunkte gemittelt und an den DSP weitergeleitet. Der Umrichter ist mit Silizium-IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistoren) aufgebaut und arbeitet mit einer Schaltfrequenz von 8 kHz. Die maximale Stromamplitude ist auf 55 A begrenzt, um eine thermische Überlastung zu vermeiden. Dieser Strom deckt die relevanten Betriebsbereiche des Prüflings ab. Die Zwischenkreisspannung beträgt 650 V, was eine maximale Spannungsamplitude von etwa 375 V am Ausgang ermöglicht. Strom und Spannung werden direkt am Ausgang des Umrichters gemessen. Die Strommessung erfolgt mit Stromwandlern des Typs *LA 100-P* von *LEM* mit einem Bemessungsstrom von 100 A und einer Genauigkeit von 0,5 %. Die Genauigkeit der Spannungsmessung beträgt 2 %.

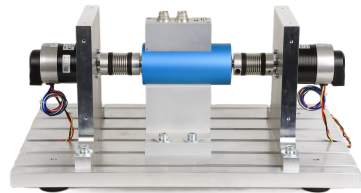
Die Drehmomentmessung erfolgt über die *T22 500NM* Messwelle von *Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH*. Der Messbereich beträgt 500 Nm und übersteigt das Maximalmoment des Prüflings deutlich. Die Genauigkeit des Ausgangssignals beträgt 0,5 % bezogen auf den Messbereich.

Die Rotorpositionsbestimmung erfolgt über eine Geberkarte mit Vierfachauswertung. Der verbaute *Siemens IXP8012-20* Inkrementalgeber besitzt eine Strichzahl von 1024. Durch die Vierfachauswertung ergibt sich eine Auflösung von 12 bit für das Lagewinkelsignal. Zur Korrektur von konstanten Abweichungen erfolgt beim Systemstart auch hier eine Kalibrierung des Messsystems durch einen Offsetabgleich.

5.2.3 Permanenterregte Synchronmaschine



(a) SoC-Stromrichter mit Signalverarbeitung für Prüfling und Lastmaschine



(b) PSM-Prüfstand und Lastmaschine am Maschinenbett

Abbildung 5.12: PSM-Prüfstand

Abbildung 5.12 (b) zeigt den PSM-Prüfstand. Als Lastmaschine kommt eine *Nanotec DB59M024035R-B3* zum Einsatz, welche über denselben Stator wie der Prüfling verfügt. Die Lastmaschine wird mit einem kaskadierten PI-Regler drehzahlregelt.

Abbildung 5.12(a) zeigt die verwendeten SoC-Stromrichter für die Lastmaschine und den Prüfling [E14]. Diese sind direkt in das Gehäuse des SoC-Systems integriert und zusätzlich mit planaren Rogowskispulen zur direkten Stromsteigungsmessung ausgestattet. Die Stromrichter werden mit einer konstanten Zwischenkreisspannung von 24 V betrieben, welche aus dem Netzteil des SoC-Systems gespeist wird. Die Stromrichter sind über zwei ADC-Karten und zwei angepasste IO-Karten mit dem SoC-System verbunden.

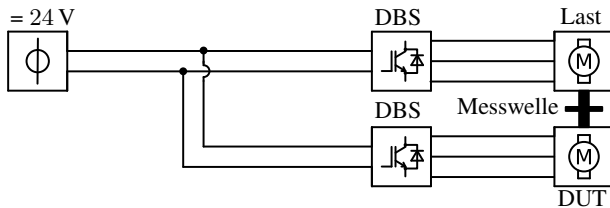


Abbildung 5.13: Blockdiagramm des PSM-Prüfstands

Signalverarbeitung und Messtechnik

Die Regelung ist auf dem SoC-System implementiert. Regel- und PWM-Frequenz betragen 10 kHz. Die Rotorpositionsbestimmung in der Lastmaschine und im Prüfling erfolgt über den Lastmaschinengeber. Es kommt ein *Nanotec NME2-UVW-U06-05-C*-Inkrementalgeber mit einer Auflösung von 14 bit zum Einsatz, der bis maximal 12 000 1/min betrieben werden kann. Der *Nanotec NME2-UVW-U06-05-C* basiert hierbei auf einem *icHaus iC-MU15*-Geber. Der Lagewinkel wird über eine Drehzählerfassungskarte mit Vierfachausswertung bestimmt. Somit ergibt sich eine Winkelauflösung von 16 bit. Die Drehmomentmessung erfolgt über eine *Kistler 4503B*-Drehmomentmesswelle mit einer Messgenauigkeit von 0,05 % bezogen auf den Messbereich von 5 Nm [D7]. Das Frequenzsignal wird von der Drehzählerfassungskarte des SoC-Systems verarbeitet.

Für die Erfassung der elektrischen Größen werden zwei ADC-Karten verwendet, die jeweils mit drei Analog-Digital-Wandlern des Typs *LTC2325-16* von *Analog Devices* mit einer Auflösung von 16 bit und einer Abtastfrequenz von 5 MSs^{-1} pro Kanal ausgestattet sind.

Die Strommessung erfolgt mit *LAH 25-NP*-Stromsensoren von *LEM* mit einer Genauigkeit von 0,3 % im Messbereich bis 25 A. Die Phasenspannungsmessung erfolgt über einen hochohmigen Differenzverstärker *THS-4131* von *Texas Instruments*, der mit Widerständen der Genauigkeitsklasse 0,1 % bestückt ist. Nach der Analog-Digital-Wandlung ergibt sich eine Auflösung von etwa 1,8 mV. Zur Unterdrückung konstanter Abweichungen wird während des Startprozesses auch hier ein Abgleich der Messsignale durchgeführt, wobei das gemessene Signal gemittelt und der Mittelwert als Offset gespeichert wird.

6

„It does not make any difference how beautiful your guess is. [...] [I]f it disagrees with experiment it is wrong.“

Richard P. Feynman (1918–1988),
The Character of Physical Law (1965)

Messergebnisse

An den in Kapitel 5 beschriebenen Prüfständen wurden verschiedene Messungen zum Führungs- und Störgrößenverhalten durchgeführt. Die Parameter und Kennfelder der Prüflinge wurden vorab unter vergleichbaren Bedingungen mit identischem Prüfstandsaufbau aufgezeichnet, wobei die Eisenverluste vernachlässigt wurden. Eine Nachführung der Parameter und Kennfelder fand im Betrieb nicht statt.

Im laufenden Betrieb können somit, insbesondere infolge von Temperaturänderungen, Parameterabweichungen auftreten, die sowohl die Wicklungswiderstände als auch den magnetischen Kreis beeinflussen. Zusätzlich steigen bei hoher Drehzahl und Flussverkettung die Eisenverluste an, welche zu weiteren Modellfehlern führen können.

Bei der ASM bestimmt das nichtlineare Strommodell mit festem Parametersatz den Transformationswinkel. Abweichungen in diesem Modell verursachen daher unweigerlich eine Fehlorientierung, was wiederum die Dynamik des Gesamtsystems vermindert.

6.1 Regelung dynamischer Trajektorien

In Kapitel 4 wurde das Verhalten bei Sollwertsprüngen mithilfe einer Simulation analysiert. Dort wurden Effekte wie Parameterabweichungen, Messfehler oder Rauschen bewusst vernachlässigt, um die Funktionsweise zu untersuchen und zu erläutern. Zur Validierung dieser Ergebnisse werden nachfolgend Sollwertsprünge unter realen Bedingungen am Prüfstand vorgestellt.

Die Stromsollwerte wurden zuvor durch eine numerische Optimierung zur Minimierung der Kupferverluste berechnet. Ein vergleichbares Vorgehen wurde in [145] für die FESM vorgeschlagen. Entsprechend ergibt sich das folgende Optimierungsproblem:

$$\min_{i_{\text{Sd}}, i_{\text{Sq}}, i_{\text{Rd}}} P_{\text{Cu}} = \frac{3}{2} \cdot \left(R_{\text{S}} \cdot \left(i_{\text{Sd}}^2 + i_{\text{Sq}}^2 \right) + R_{\text{R}} \cdot \left(i_{\text{Rd}}^2 + i_{\text{Rq}}^2 \right) \right) \quad (6.1)$$

wobei das gewünschte Sollmoment erreicht werden soll:

$$M_{\text{i}}^* - M_{\text{i}} \stackrel{\text{def}}{=} 0 \quad (6.2)$$

Zusätzlich müssen die Spannungs- und Stromgrenzen berücksichtigt werden:

$$u_{\text{S,max}}^2 \geq u_{\text{Sd}}^2 + u_{\text{Sq}}^2 \quad (6.3)$$

$$i_{\text{S,max}}^2 \geq i_{\text{Sd}}^2 + i_{\text{Sq}}^2 \quad (6.4)$$

$$U_{\text{ZK,R}} \geq |u_{\text{Rd}}| \quad (6.5)$$

$$i_{\text{R,max}} \geq |i_{\text{Rd}}| \quad (6.6)$$

Für die PSM und SyRM entsprechen die errechneten Werte den MTPA-Betriebspunkten [146]. Bei der FESM und ASM hingegen fließen zusätzlich die Kupferverluste des Rotors in die Berechnung ein, wodurch sich Abweichungen zu den MTPA-Betriebspunkten ergeben. Die Rotorstrom- und Rotorspannungsgrenzen sind dabei ausschließlich für die FESM relevant, weshalb in den Grenzen nur die Rd-Achse berücksichtigt wird.

Zur Bestimmung der Kupferverluste im Rotor der ASM wird vereinfachend angenommen, dass $L_{\text{R},\sigma} \ll L_{\text{h}}$ gilt. Entsprechend ergibt sich der Rotorstrom i_{Rq} gemäß Gleichung (2.66) näherungsweise zu

$$i_{\text{Rq}} \approx -i_{\text{Sq}} \quad (6.7)$$

i_{Rd} ist hingegen im stationären Betrieb vollständig abgeklungen und hat somit keinen Einfluss auf die Optimierung.

6.1.1 Sollwertsprung

In diesem Abschnitt werden exemplarisch Sollwertsprünge für alle DUTs ohne I-Anteil untersucht. Im Gegensatz zu klassischen Reglerentwürfen erfolgt dabei keine Analyse des Führungsverhaltens anhand typischer Kenngrößen wie etwa der Überschwingweite oder der Ausregelzeit. Stattdessen konzentriert sich die Bewertung im Wesentlichen auf die Anregelzeit, also die Dauer bis zum Erreichen des Sollwerts, sowie auf die Einhaltung der Solltrajektorie im Flussraum.

Da in diesem Abschnitt keine Kompensation von Modellfehlern vorgenommen wird, sind die beobachteten Abweichungen von der Sollwerttrajektorie im Wesentlichen auf Modell- und Stellerfehler zurückzuführen. Darüber hinaus können bei der ASM Parameterabweichungen im Strommodell zu einer Fehlausrichtung des dq-Systems führen, die sowohl transiente als auch stationäre Abweichungen verursacht. Diese Abweichungen dienen somit als Qualitätsmaß für die modellprädiktive Regelung und die Genauigkeit der identifizierten Maschinenparameter.

Fremderregte Synchronmaschine

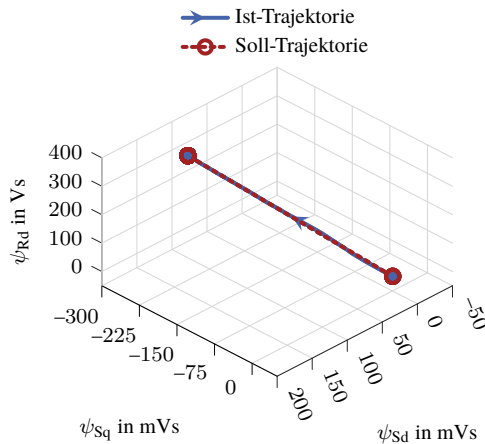


Abbildung 6.1: Gemessene dynamische Trajektorie der FESM im Flussraum bei 100 1/min

Die Sollwertsprünge von 0 Nm auf $-7,5$ Nm wurden bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{ZK,R} = U_{ZK,S} = 150$ V und einer Drehzahl von $n = 100$ 1/min durchgeführt. Die Sollströme betragen $i_{Sd} = i_{Sq} = -6,8$ A und $i_{Rd} = 5,1$ A. Abbildung 6.1 zeigt die Sollwerttrajektorie sowie die gemessene Trajektorie im Flussraum. Dabei sind lediglich geringe Abweichungen erkennbar. Auch im Stromraum (siehe Abbildung 6.2) folgt der Verlauf näherungsweise einer Geraden, da im betrachteten Sprung kaum Sättigung auftritt.

Die entsprechenden Zeitverläufe sind in Abbildung 6.3 dargestellt. Trotz der Änderung des Rotorflusses beträgt die Anregelzeit lediglich 3,4 ms. Im Vergleich zu automobilen Antrieben limitiert der Rotorkreis die Dynamik des Gesamtsystems nicht. Dies liegt an der vergleichsweise geringen Rotorinduktivität des Prüflings in Kombination mit einer höheren verfügbaren Rotorspannung sowie einer geringen Statorspannung und ist auch im Verlauf der Spannungen in Abbildung 6.3 (c) deutlich erkennbar. Dabei ist die Dynamik auf der d-Achse ausschließlich durch die verfügbare Statorspannung begrenzt und nicht, wie üblich, durch den Rotorsteller.

Um die Resonanz des Prüfstands zu unterdrücken, wurden bei dem in Abbildung 6.3 (d) gezeigten gemessenen Drehmoment die Frequenzanteile im Bereich von 200 Hz bis 600 Hz im Postprocessing entfernt.

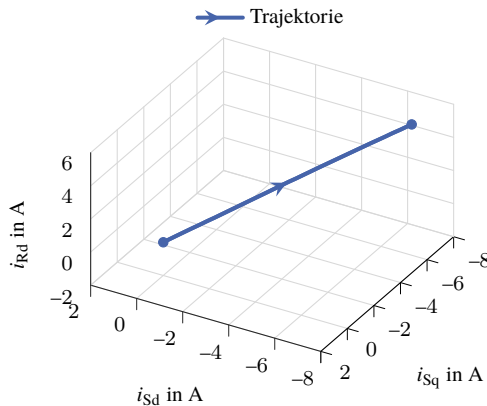
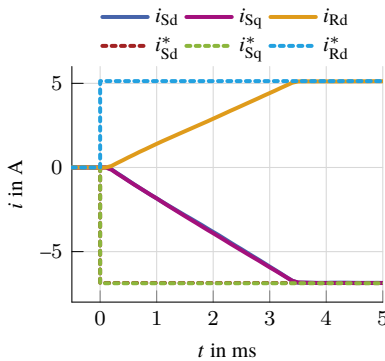
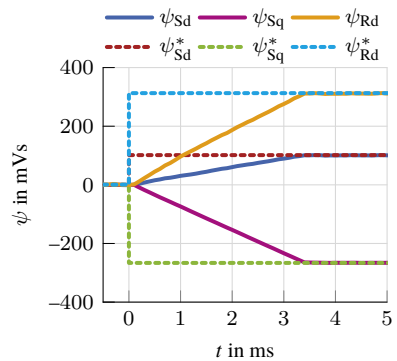


Abbildung 6.2: Gemessene dynamische Trajektorie der FESM im Stromraum bei 100 1/min

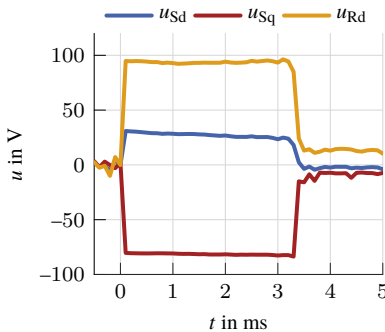
Im Sprung wird das Drehmoment vorgesteuert. Da die Lastmaschine als PSM ausgeführt ist und ihr zeitliches Verhalten somit primär durch den Statorkreis limitiert ist, weist diese eine höhere Dynamik auf als der Prüfling. Entsprechend steigt das gemessene Drehmoment an der Welle zunächst an und beschleunigt den Maschinensatz, bevor anschließend das Drehmoment am Prüfling aufgebaut wird.



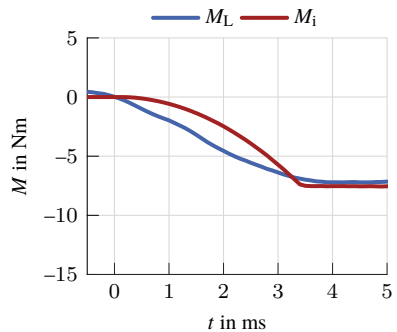
(a) Verlauf der Ströme



(b) Verlauf der Flussverketungen



(c) Verlauf der Spannungen



(d) Inneres Moment und gemessenes Drehmoment

Abbildung 6.3: Zeitverläufe der gemessenen dynamischen Trajektorie des FESM-Prüflings

Asynchronmaschine

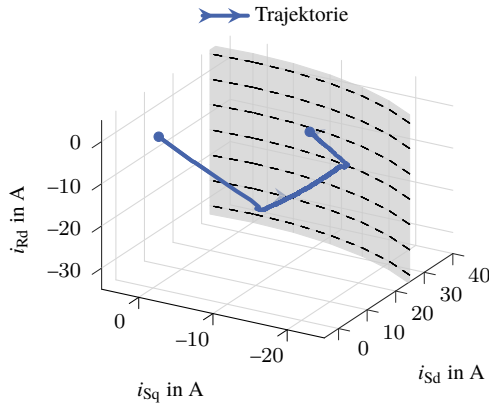


Abbildung 6.4: Gemessene dynamische Trajektorie der ASM im Stromraum bei 100 1/min

Abbildung 6.5 und Abbildung 6.4 zeigen für die ASM den Sprung von 0 Nm auf -27 Nm bei einer Zwischenkreisspannung am DUT-Stromrichter von 400 V und einer Drehzahl von $n = 100$ 1/min.

Wie bereits bei den Simulationsergebnissen beschrieben, kann die Trajektorie im Flussraum in der ψ_{Rd} -Dimension nur indirekt über den Rotorstrom i_{Rd} und den daraus resultierenden ohmschen Spannungsabfall beeinflusst werden. Folglich wird die Trajektorie auch am Prüfstand lediglich in der ψ_{Sd} - ψ_{Sq} -Ebene eingehalten, während sich der Verlauf in der ψ_{Rd} -Dimension durch das Abklingen des Rotorstroms ergibt. Der Sollwert ist erreicht, sobald $i_{Rd} = 0$ A vorliegt. Die Anregelzeit beim Sollwertsprung beträgt bei der ASM 400 ms und ist damit trotz höherer Zwischenkreisspannung merklich größer als bei der FESM. Da kein Rotorsteller vorhanden ist, wird die Dynamik hier nicht vorrangig von der maximalen Stellspannung, sondern in erster Linie von der Rotorzeitkonstante limitiert.

Durch die Wahl der Trajektorie im Flussraum wird zunächst der maximale Stator- und Rotorstrom in der d-Achse eingestellt. Hierfür wird jedoch nur kurzzeitig die maximale Statorspannung genutzt, um den Strom über den Streupfad aufzubauen (siehe Abbildung 6.6 (c)).

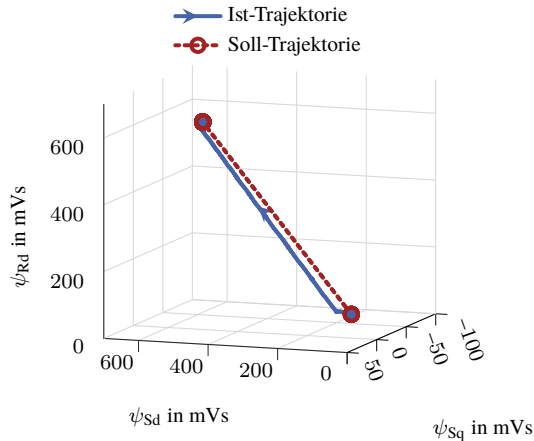


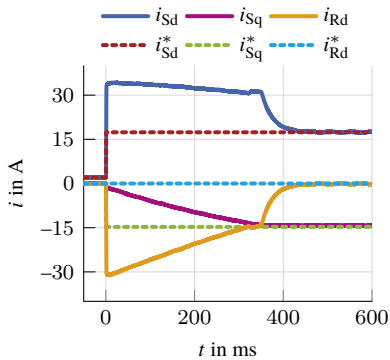
Abbildung 6.5: Gemessene dynamische Trajektorie der ASM im Flussraum bei 100 1/min

Im Stromraum in Abbildung 6.6 (a) verläuft die Trajektorie entlang des Maximalstromzylinders bis zum Sollwert. Dies führt zu einem hohen Rotorstrom, welcher den ohmschen Spannungsabfall im Rotor maximiert. Somit kann eine möglichst dynamische Rotorflussänderung erreicht werden.

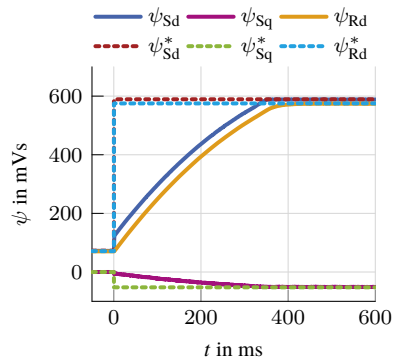
Abbildung 6.6 (d) zeigt das gemessene Drehmoment im Vergleich zum berechneten inneren Moment M_i . Zur Eliminierung der Prüfstandsresonanz wurden auch in diesem Fall im Postprocessing die Frequenzanteile des Messsignals im Bereich von 100 Hz bis 170 Hz herausgefiltert. Beim Sprung wird das Drehmoment in der Lastmaschine vorgesteuert. Da diese mit konstantem Rotorfluss betrieben wird, lässt sich das Lastmoment hochdynamisch regeln.

Am Prüfling ist die Dynamik durch die verlustoptimierte Auswahl der Betriebspunkte begrenzt, da dies im Sollwertsprung eine Veränderung des Rotorflusses erforderlich macht. Somit ist die Drehmomentänderung am Prüfling deutlich langsamer. Dies zeigt sich auch in den Messungen: Kurz nach der Sollwertänderung steigt zunächst der Betrag des gemessenen Drehmoments aufgrund der Vorsteuerung der Lastmaschine sprunghaft an (siehe Abbildung 6.6 (d)).

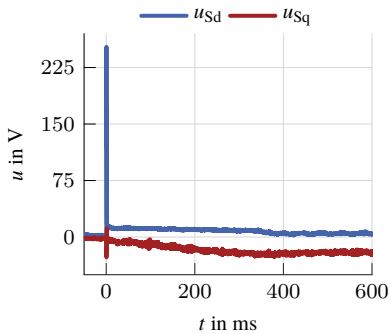
Erst im weiteren Verlauf baut sich dann das Drehmoment am Prüfling mit vergleichsweise geringer Dynamik auf. Im stationären Betrieb stimmen gemessenes und berechnetes Drehmoment überein.



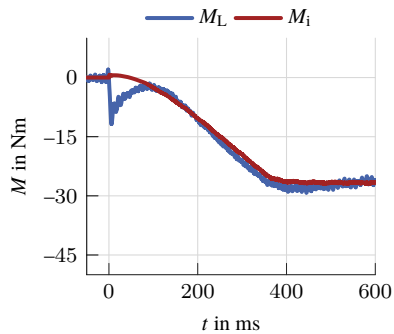
(a) Verlauf der Ströme



(b) Verlauf der Flussverketungen



(c) Verlauf der Spannungen



(d) Inneres Moment und gemessenes Drehmoment

Abbildung 6.6: Zeitverläufe der gemessenen dynamischen Trajektorie des ASM-Prüflings

Permanenterregte Synchronmaschine

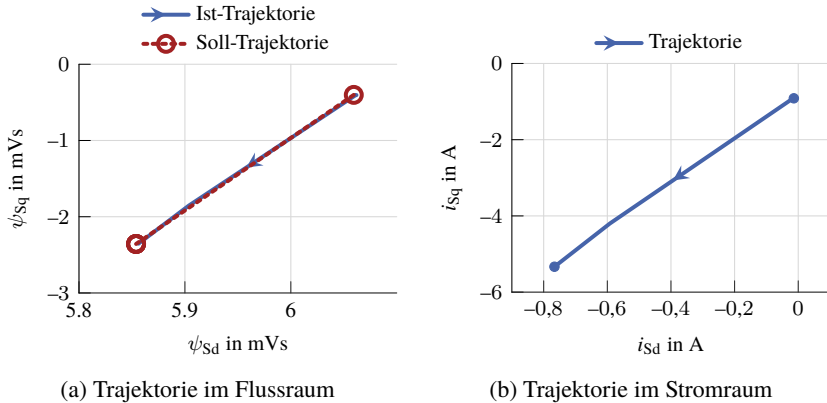
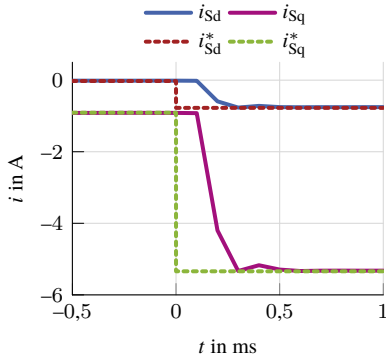


Abbildung 6.7: Gemessene dynamische Trajektorie der PSM im Fluss- und Stromraum bei 100 1/min

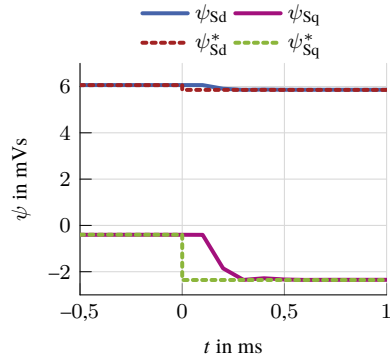
Zunächst wird ein Sollwertsprung von $i_{Sd}^* = 0 \text{ A}$ und $i_{Sq}^* = -0,9 \text{ A}$ auf $i_{Sd}^* = 0,8 \text{ A}$ und $i_{Sq}^* = -5,3 \text{ A}$ betrachtet. Da im Betriebsbereich des PSM-Prüflings kaum Sättigung auftritt, stehen Ströme und Flussverkettungen nahezu in einer linearen Beziehung. Entsprechend ergeben sich im Fluss- und Stromraum (Abbildung 6.7) Geraden. Da die Rotordimension entfällt, erfolgt die Betrachtung nur in der $\psi_{Sd}\psi_{Sq}$ -Ebene bzw. $i_{Sd}i_{Sq}$ -Ebene.

Die Streckenzeitkonstanten sind bei der PSM im Vergleich zum ASM- und FESM-Prüfling klein, weshalb der Sollwert trotz geringer Zwischenkreisspannung in vier T_A erreicht wird (Abbildung 6.8). Während des Übergangs fordert der Regler dazu kurzzeitig die maximal verfügbare Stellspannung (siehe Abbildung 6.8 (c)).

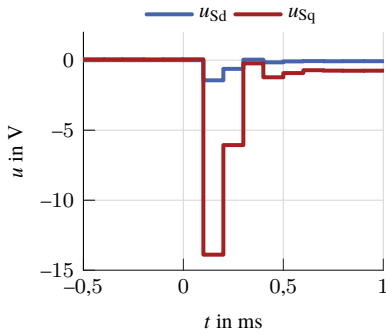
Um Messrauschen und Prüfstandsresonanzen im gemessenen Drehmoment zu reduzieren, wurden in Abbildung 6.8 (d) alle Frequenzanteile oberhalb von 150 Hz im Postprocessing entfernt. Dadurch wirkt die Dynamik des gemessenen Drehmoments deutlich geringer als die des berechneten inneren Moments.



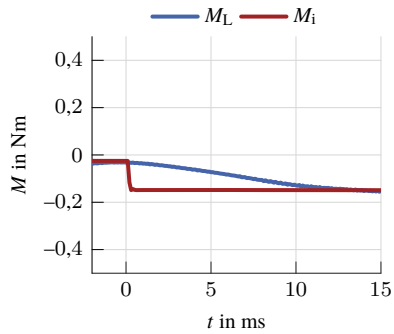
(a) Verlauf der Ströme



(b) Verlauf der Flussverkettungen



(c) Verlauf der Spannungen



(d) Inneres Moment und gemessenes Drehmoment

Abbildung 6.8: Zeitverläufe der gemessenen dynamischen Trajektorie des PSM-Prüflings

6.1.2 Drehzahlabhängigkeit der Reglerdynamik

Mit steigender Drehzahl gewinnt die induzierte Spannung im Stator an Bedeutung. Dies ist in Abbildung 6.9 für identische Rotorpositionen im dq-System schematisch dargestellt. Die flussändernde Spannung unter Vernachlässigung des ohmschen Spannungsabfalls in der Statorwicklung kann wie folgt beschrieben werden:

$$\frac{d\psi_{Sd}}{dt} = u_{Sd} + \omega_S \cdot \psi_{Sq} \quad (6.8)$$

$$\frac{d\psi_{Sq}}{dt} = u_{Sq} - \omega_S \cdot \psi_{Sd} \quad (6.9)$$

Im Stillstand kann jeder beliebige Statorspannungszeiger die Flussverkettung um denselben Betrag beeinflussen. Bei höheren Drehzahlen muss hingegen im stationären Betrieb eine Gegenspannung zur rotatorischen Spannungskomponente $\omega_S \cdot \psi_{Sd}$ und $-\omega_S \cdot \psi_{Sq}$ bereitgestellt werden. Dadurch sinkt die maximal mögliche Flussänderung pro Stellerintervall in Richtung dieser Spannungskomponenten und die Anregelzeit steigt an. Die Rotordynamik bei der FESM bleibt davon unbeeinflusst, da dort keine rotatorische Spannungskomponente auftritt.

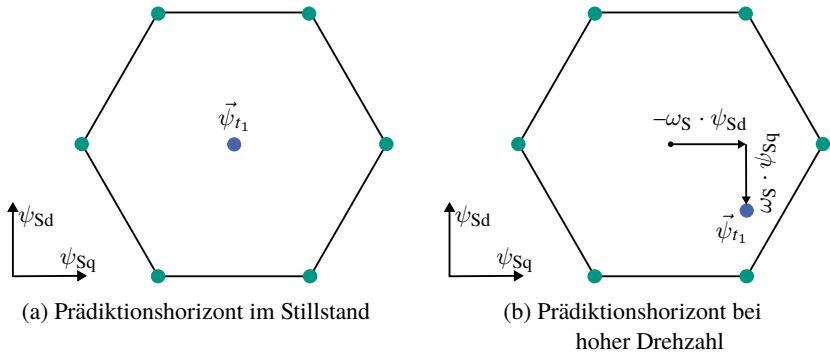


Abbildung 6.9: Erreichbare Flussänderung pro Stellerintervall bei unterschiedlichen Drehzahlen

Wie in Kapitel 4.3 beschrieben, stellt die Wahl der Flussgeraden im dq-Flussraum einen Kompromiss dar, der mit steigender Drehzahl aufgrund der zunehmenden Krümmung im statorfesten Flussraum zu einer geringeren Dynamik führt.

Die zuvor beschriebenen Zusammenhänge zwischen Drehzahl, induzierter Spannung und erreichbarer Flussänderung (Abbildung 6.9) werden im Folgenden experimentell für die einzelnen Maschinentopologien validiert. Dazu werden für jeden Maschinentyp zunächst exemplarische Sollwertsprünge analysiert und im Anschluss systematisch die Anregelzeit identischer Sollwertsprünge bei verschiedenen Drehzahlen ausgewertet.

Fremderregte Synchronmaschine

Die kürzestmögliche Anregelzeit (unter Vernachlässigung ohmscher Spannungsanteile) lässt sich mit einer Flussgeraden im statorfesten Bezugssystem erzielen (siehe Kapitel 4.3). Im realisierten Regler wird jedoch aufgrund der einfacheren Implementierung eine Flussgerade im dq-System verwendet. Abbildung 6.10 zeigt Sollwertsprünge von $-5,3 \text{ Nm}$ auf $4,8 \text{ Nm}$ bei zwei unterschiedlichen Drehzahlen. Die Strom- und Flusssollwerte sind bei beiden Drehzahlen identisch.

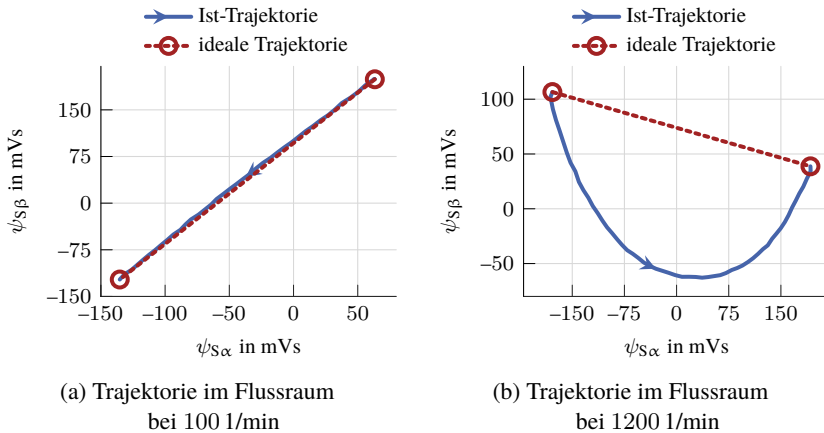


Abbildung 6.10: Krümmung der Trajektorie bei unterschiedlichen Drehzahlen im statorfesten Flussraum

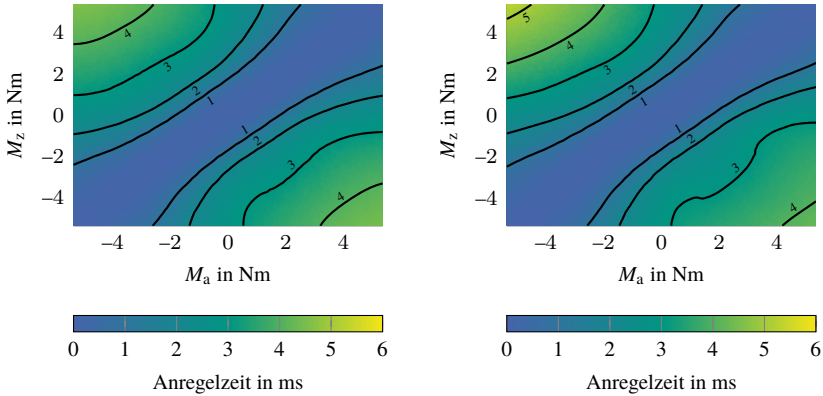
Die Anregelzeit beträgt bei 100 1/min 4 ms und steigt bei 1200 1/min auf 5,5 ms. Während bei kleinen Drehzahlen die gemessene Trajektorie näherungsweise einer Geraden entspricht, wird diese bei höheren Drehzahlen merklich gekrümmt. Die Länge des Flusspfads korreliert direkt mit der benötigten Spannungs-Zeit-Fläche während des Sprungs. Diese beträgt in Abbildung 6.10 (a) 0,38 Vs und in Abbildung 6.10 (b) 0,5 Vs. Da die Dynamik eines Deadbeatsprungs letztlich durch die maximal verfügbare Stellgröße begrenzt ist, ergibt sich ein annähernd linearer Zusammenhang zwischen der Pfadlänge im statorfesten Koordinatensystem und der Anregelzeit, solange der Rotorkreis nicht limitierend wirkt.

Abbildung 6.11 zeigt die Auswertung von insgesamt 397 Sollwertsprüngen pro Drehzahl, die bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{ZK,S} = U_{ZK,R} = 150$ V aufgezeichnet wurden. Die Anregelzeit definiert dabei das Zeitintervall vom Beginn der Sollwertänderung bis zum Erreichen des stationären Endwerts mit einer Abweichung unter 0,1 Nm. Die Sollwerte bleiben für alle Drehzahlen identisch, sodass die Variation der Anregelzeit ausschließlich auf die Drehzahl zurückzuführen ist.

Auf der Horizontal- und Vertikalachse sind jeweils M_a als Startmoment zu Beginn des Sollwertsprungs und M_z als Zieldrehmoment am Ende des Sollwertsprungs dargestellt. Auf der Diagonalen liegt keine Sollwertänderung vor, sodass der Sollwert instantan erreicht wird. Die Anregelzeit beträgt hier 0 s. Bei niedrigen Drehzahlen ergibt sich eine annähernd symmetrische Verteilung. Mit steigender Drehzahl gewinnen die rotatorisch induzierten Spannungen an Einfluss. In der dq-Ebene steht also bei einer positiven Drehmomentänderung weniger Spannung für die Flussänderung zur Verfügung, sodass die Anregelzeit ansteigt. Wird das Drehmoment reduziert, wirken Stellspannung und induzierte Spannung in dieselbe Richtung und führen zu einer schnelleren Drehmomentänderung.

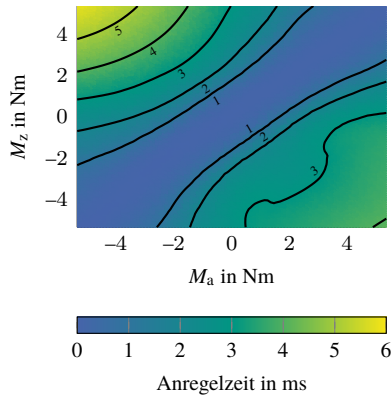
Für die meisten Betriebspunkte ist die Statorodynamik bei diesem Prüfling maßgeblich. Liegen M_a oder M_z jedoch nahe bei 0 Nm, kommt es punktuell zu größeren Anregelzeiten und einer entsprechenden Verzerrung der Höhenlinien. Dies ist auch in Abbildung 6.11 an der Krümmung der 3 ms Konturlinie erkennbar.

Die Ursache liegt hierbei in der Sollwertoptimierung, welche für kleine Drehmomente den Rotorstrom i_{Rd} und Rotorfluss ψ_{Rd} ebenfalls stark reduziert. Dies führt teilweise zu einer hohen Rotorflussänderung bei Sollwertsprüngen. Entsprechend wird die Effizienz des Gesamtsystems auf Kosten der Dynamik verbessert.



(a) Anregelzeit bei 100 1/min

(b) Anregelzeit bei 750 1/min



(c) Anregelzeit bei 1200 1/min

Abbildung 6.11: Anregelzeit der FESM bei verschiedenen Drehzahlen

Asynchronmaschine

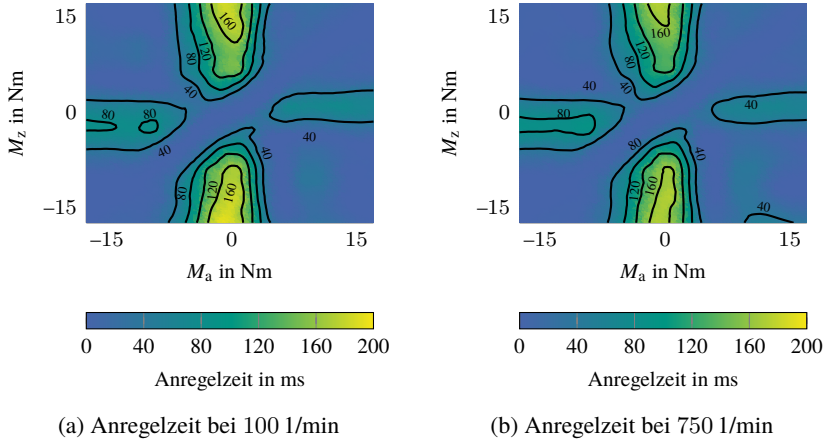


Abbildung 6.12: Anregelzeit der ASM bei verschiedenen Drehzahlen

Abbildung 6.12 zeigt die Auswertung der Anregelzeiten für die ASM. Pro Drehzahl wurden 227 Sollwertsprünge bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{ZK,S} = 200 \text{ V}$ aufgezeichnet. Der stationäre minimale Sd-Strom wurde auf $i_{Sd} \geq 2 \text{ A}$ begrenzt. Die gezeigte Anregelzeit bezieht sich auf den Zeitraum vom Beginn der Sollwertänderung bis zum Erreichen des stationären Endwerts des inneren Moments mit einer Abweichung von weniger als $0,5 \text{ Nm}$.

Die Charakteristik der Anregelzeiten wird im Gegensatz zur FESM vollständig von starken Überhöhungen um 0 Nm für M_a und M_z dominiert. Der Grund ist das fehlende Rotorstellglied: Während die erreichbare Dynamik von Synchronmaschinen primär durch die verfügbare Stator- und Rotorspannung bestimmt wird, hat diese bei der gewählten Betriebsstrategie für die ASM nur einen geringen Einfluss.

Um den Wirkungsgrad des Antriebs zu optimieren, werden die Fluss- und Stromsollwerte in Abhängigkeit vom gewünschten Drehmoment angepasst. Dadurch muss der Rotorfluss ψ_{Rd} ebenfalls variiert werden. Die Dynamik des Rotorflusses wird dabei vereinfacht durch die Rotorzeitkonstante definiert.

Eine Änderung des Rotorflusses kann im Betrieb nur durch einen ohmschen Spannungsabfall im Rotor erreicht werden. Daher hängt die erreichbare Dynamik sowohl von der Rotorzeitkonstante als auch vom verfügbaren Stator- und Rotorstrom i_{Rd} ab. Die Anregelzeit für $M_a = 0 \text{ Nm}$ ist zudem deutlich größer als die für Betriebspunkte mit $M_z = 0 \text{ Nm}$. Dies hat verschiedene Ursachen. Betrachtet man die Ströme im Ersatzschaltbild der d-Achse, so kann der statorbezogene Rotorstrom maximal die Höhe der Statorstromänderung erreichen.

Für den Prüfling wurde die Stromgrenze auf 35 A festgelegt. Der maximale stationäre Sd-Strom liegt bei $i_{Sd} = 8,1 \text{ A}$, das Minimum bei 2 A. Damit steht für den Flussaufbau lediglich die Differenz zwischen stationärem Statorstrom und dem maximalen Statorstrom zur Verfügung. Entsprechend liegen die theoretisch transient erreichbaren Rotorströme im Bereich von 26,9 A bis 33 A, wobei die Höhe mit steigendem Rotorfluss abnimmt. Beim Flussabbau liegt der erreichbare Rotorstrom, ausgehend von den verwendeten stationären Betriebspunkten, zwischen 43,1 A und 37 A. Dadurch kann im Rotor im Mittel eine um etwa 30 % höhere flussändernde Spannung erreicht werden.

Der Hauptunterschied liegt jedoch in der Umsetzung des Regelalgorithmus. Bei der ASM wird die Trajektorie aufgrund des fehlenden Rotorstellers ausschließlich in der $\psi_{Sd}\psi_{Sq}$ -Ebene betrachtet. Bei einer positiven Sollwertänderung ist das Sollmoment erst dann erreicht, wenn der Rotorstrom vollständig abgeklungen ist und der Rotorfluss seine Zielgröße erreicht hat. Die $\psi_{Sd}\psi_{Sq}$ -Sollwerte werden jedoch bereits zu Beginn des Abklingvorgangs des Rotorstroms erreicht (siehe Abbildung 6.6 (a) und Abbildung 6.6 (b)).

Dieser Effekt tritt bei einem Sprung auf 0 Nm besonders deutlich hervor. Da der Sq-Strom zu Beginn des Abklingvorgangs des Rotorstroms bereits seinen stationären Endwert erreicht hat, ist auch das Drehmoment in diesem Fall schon auf der Zielgröße von 0 Nm. Dies führt zu signifikanten Unterschieden in der Anregelzeit des Drehmoments, obwohl sich die Dynamik des Rotorflusses nicht im gleichen Maße unterscheidet.

Alternativ kann auch eine dynamische Betriebsstrategie eingesetzt werden, bei welcher der Sd-Strom auf Kosten einer verringerten Effizienz im Grunddrehzahlbereich konstant gehalten wird. Abbildung 6.13 stellt die Anregelzeiten für einen konstanten Sd-Strom von $i_{Sd}^* = 9,3 \text{ A}$ dar.

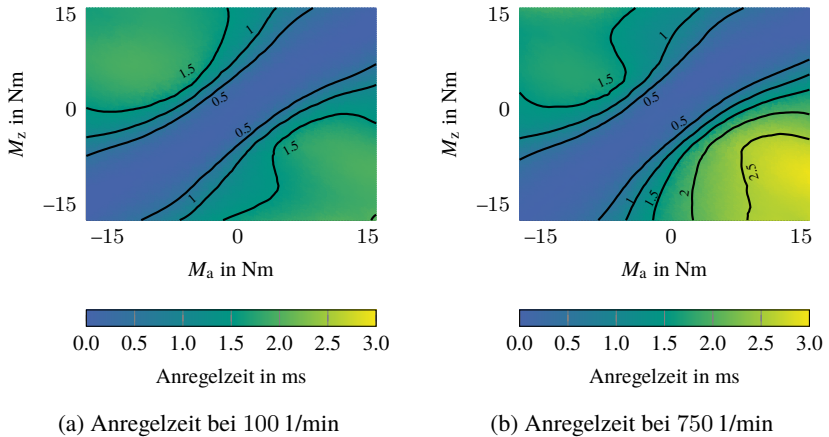


Abbildung 6.13: Anregelzeit der ASM bei verschiedenen Drehzahlen mit konstantem i_{sd}

Die Drehmomentänderung erfolgt in dieser Betriebsstrategie ausschließlich über den Sq-Strom i_{sq} , und der Rotorfluss bleibt unverändert. Da die hierfür erforderlichen Flussänderungen direkt durch den Statorsteller beeinflusst werden können, besteht eine direkte Korrelation zwischen den Anregelzeiten und der benötigten Spannungs-Zeitfläche. Diese hängt wiederum vom Betrag der Drehmomentänderung ab.

Die Anregelzeiten weisen somit eine ähnliche Charakteristik wie bei den übrigen Maschinentypen auf: Sie nehmen mit steigender Drehzahl zu. Allerdings verstärkt sich dieser Effekt insbesondere bei positivem M_a und negativem M_z , während bei den anderen Maschinentypen das gegenteilige Verhalten zu beobachten ist. Die Ursache liegt in einer geringen Fehlorientierung bei der Bestimmung des Rotorflusswinkels durch das nichtlineare Strommodell. Dadurch ändert sich beim Sollwertsprung nicht nur i_{sq} , sondern auch der Rotorfluss. Da das nichtlineare Strommodell keine Drehzahlabhängigkeit der Maschinenparameter berücksichtigt, führen höhere Drehzahlen zu größeren Abweichungen, was die Anregelzeit zusätzlich verlängert. Allerdings bleibt diese Abweichung auch bei 750 1/min insgesamt gering, da die Dynamik der Maschine auch hier im Vergleich zur Messung bei 100 1/min weiterhin sehr hoch ist. Bei idealer Identifikation wäre jedoch prinzipbedingt ein identisches Verhalten wie bei den anderen Maschinentypen zu erwarten.

Permanenterregte Synchronmaschine

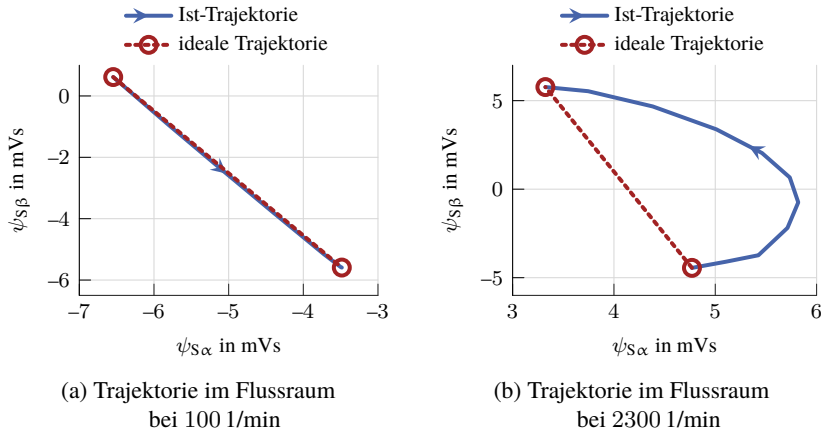


Abbildung 6.14: Krümmung der Trajektorie der PSM bei unterschiedlichen Drehzahlen im statorfesten Flussraum

Da beim PSM-Prüfling höhere Drehzahlen angefahren werden können, ist auch hier die Krümmung der Trajektorie trotz kurzer Anregelzeiten deutlich zu erkennen. Abbildung 6.14 zeigt eine Drehmomentumkehr von -223 mNm auf 223 mNm bei 100 1/min und 2300 1/min. Auch hier kann eine eindeutige Korrelation zwischen Pfadlänge und Anregelzeit festgestellt werden. Während bei 100 1/min der Sprung nach $6 T_A$ (0,6 ms) abgeschlossen ist, steigert sich dieser Wert bei 2300 1/min auf $10 T_A$ (1 ms). Ein ähnliches Verhältnis ergibt sich bei der Betrachtung der Pfadlängen im Flussraum. Diese betragen 6,9 mVs und 11,2 mVs.

Abbildung 6.15 stellt die Analyse von insgesamt 400 Sollwertsprüngen pro Drehzahl bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{ZK,S} = U_{ZK,R} = 24 \text{ V}$ dar. Die Anregelzeit, definiert als das Zeitintervall vom Beginn der Sollwertänderung bis zum Erreichen des stationären Endwerts mit einer Abweichung unter $0,01 \text{ Nm}$, variiert ausschließlich in Abhängigkeit der Drehzahl, da die Sollwerte für alle Drehzahlen konstant gehalten wurden.

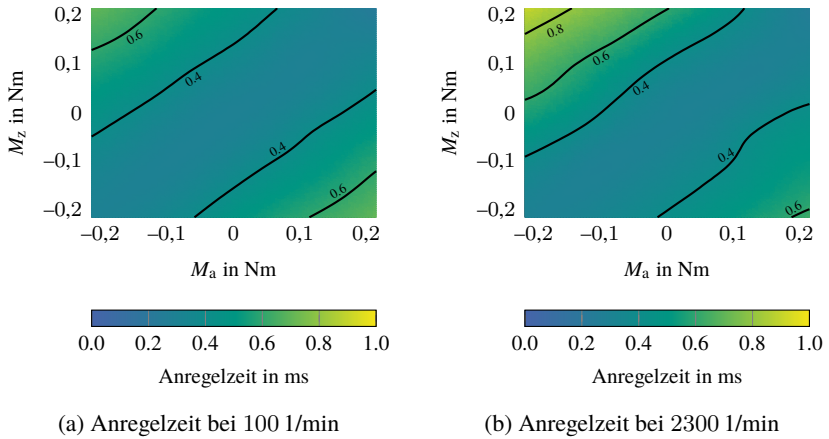


Abbildung 6.15: Anregelzeit der PSM bei verschiedenen Drehzahlen

Die systematische Auswertung der Anregelzeiten über den Drehzahlbereich zeigt ein ähnliches Bild wie bei den anderen Prüflingen. Die Anregelzeit steigt mit zunehmender Drehzahl ebenfalls bei positiver Drehmomentänderung, während sie bei negativer Drehmomentänderung tendenziell abnimmt.

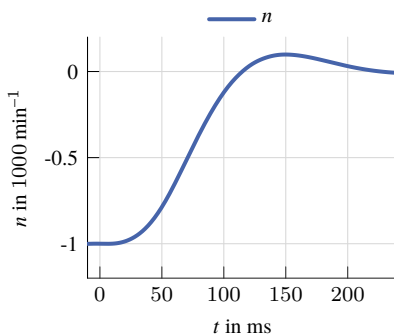
Die Ursache liegt, wie zuvor beschrieben, in der Drehzahlabhängigkeit der flussändernden Spannung in der Sq-Achse. Der gleiche Effekt lässt sich jedoch auch im statorfesten $\alpha\beta_S$ -Flussraum anschaulich beschreiben: Für ein konstantes motorisches Drehmoment muss der Statorfluss bei konstanter Amplitude um einen festen Winkel der d-Achse vorausseilen. Bei einer Drehmomentumkehr soll der Statorfluss (für eine symmetrische Maschine) um denselben Winkel der d-Achse nacheilen, während die Amplitude unverändert bleibt. Im Stillstand kann dies ausschließlich durch eine Änderung des Statorflusses mittels Stellereingriff erreicht werden. Mit steigender Drehzahl dreht sich jedoch die d-Achse während des dynamischen Vorgangs weiter, wodurch der Statorfluss weniger weit gedreht werden muss und die benötigte Anregelzeit abnimmt. Bei einer Drehmomentänderung von negativ zu positiv kehrt sich dieser Effekt um, was zu einer erhöhten Anregelzeit führt.

6.1.3 Störgrößenverhalten

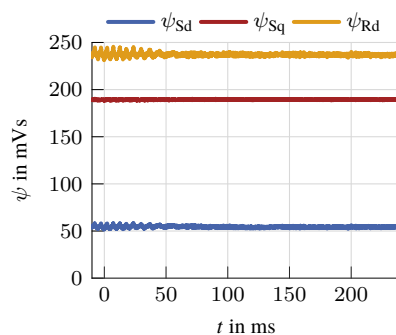
Das Störgrößenverhalten eines Systems beschreibt die Reaktion auf externe Einflüsse. Damit lässt sich die Robustheit des Systems unter praxisnahen Bedingungen einschätzen. Da die Prüflinge stromgeregelt sind, wird als Störgröße eine Drehzahländerung durch die Lastmaschine vorgenommen. Verglichen mit der erreichbaren Dynamik des Prüflings lässt sich jedoch die Drehzahl und damit die Störgrößen nur mit vergleichsweise geringer Dynamik ändern.

Fremderregte Synchronmaschine

Abbildung 6.16 und Abbildung 6.17 zeigen eine Messung an der FESM, bei der die Lastmaschine einen Drehzahlsprung von -1000 1/min auf den Stillstand durchführt. Der Prüfling wird mit einem konstanten inneren Moment von 5 Nm betrieben. Um Modellfehler in der Grundwelle zu kompensieren, ist ein I-Anteil aktiv (siehe Kapitel 4.4). Oberschwingungen werden jedoch nicht kompensiert. Die Dauer des Störgrößensprungs beträgt 235 ms . Das Lastmoment erreicht eine maximale Amplitude von $26,9 \text{ Nm}$. Somit stehen in Summe maximal $31,9 \text{ Nm}$ zur Drehzahländerung zur Verfügung.

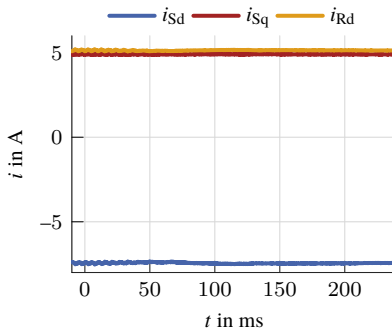


(a) Drehzahländerung beim Drehzahlsprung der Lastmaschine



(b) Flussverkettung während des Drehzahlsprungs

Abbildung 6.16: Drehzahl und Flussverkettung der FESM beim Drehzahlsprung



(a) Ströme während des Drehzahlsprungs

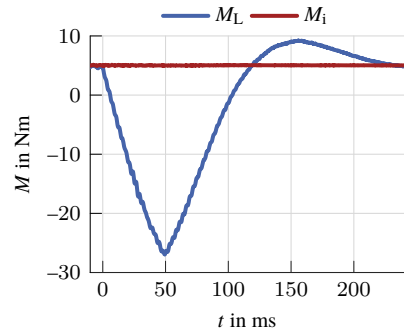

(b) M_i und gemessenes Drehmoment während des Drehzahlsprungs

Abbildung 6.17: Ströme und Drehmoment der FESM beim Drehzahlsprung

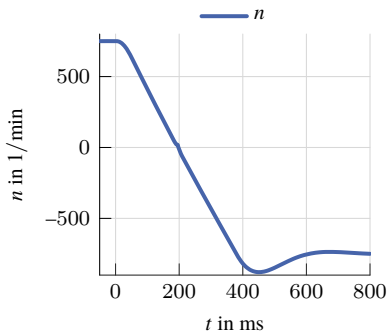
Durch die Ausführung des Drehzahlreglers mit Referenzmodell für die Lastmaschine (siehe Kapitel 5.2.1) wird bei einem Drehzahlsprung die Überschwingweite reduziert, sodass der Sollwert schneller erreicht werden kann. Die Stromsollwerte am Prüfling werden während des gesamten Vorgangs konstant gehalten. Abweichungen infolge des Störgrößensprungs sind nicht erkennbar. Bei den Flussverkettungen Abbildung 6.16(b) sind zu Beginn des Sprungs Störungen erkennbar, welche im Verlauf abnehmen. Ein identisches Verhalten ist auch in den Strömen Abbildung 6.17(a) erkennbar. Ursache sind hierbei die Winkelabhängigkeiten der Flussverkettungen. Diese führen zu Harmonischen in der induzierten Spannung, wobei deren Amplitude proportional zur elektrischen Frequenz und somit zur Drehzahl ist. Entsprechend sinkt der Einfluss im Verlauf des Sprungs.

Asynchronmaschine

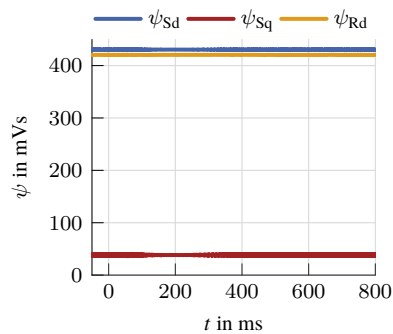
Abbildung 6.18 zeigt eine vergleichbare Messung an der ASM während einer Drehzahlumkehr von 750 1/min auf -750 1/min. Das Sollmoment des Prüflings blieb dabei konstant bei 12 Nm. Eine Kompensation von Modellfehlern durch einen I-Anteil wird nicht vorgenommen und auch die Oberschwingungen werden nicht kompensiert.

Die Besonderheit bei der ASM ist, dass der dq-Transformationswinkel nicht unmittelbar gemessen werden kann, sondern durch das nichtlineare Strommodell geschätzt wird. Dasselbe gilt für den Rotorstrom. Die dargestellten Abweichungen beruhen folglich auf der Verkettung von Modellfehlern aus dem Strommodell und der Regelung.

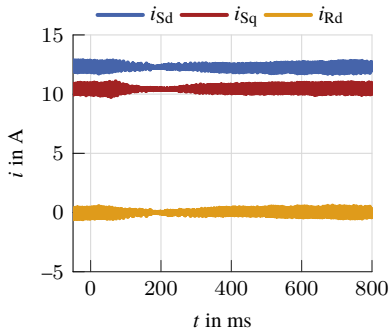
Der gesamte Sprung dauert mit 785 ms deutlich länger als bei der FESM. Das Lastmoment erreicht dabei eine Spitzenamplitude von 57,5 Nm.



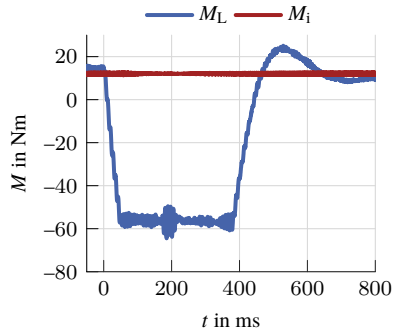
(a) Drehzahl während des Drehzahlsprungs



(b) Flussverkettung während des Drehzahlsprungs



(c) Ströme während des Drehzahlsprungs



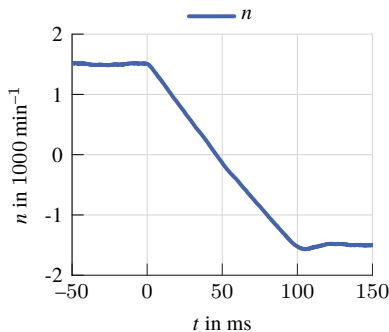
(d) M_i und gemessenes Drehmoment während des Drehzahlsprungs

Abbildung 6.18: Messgrößen der ASM bei einem Drehzahlsprung

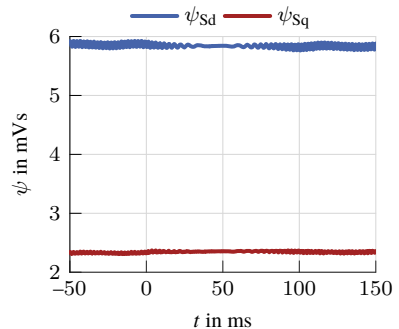
Im Gegensatz zur FESM wird hier nur ein kaskadierter PI-Regler zur Drehzahlregelung der Lastmaschine eingesetzt. Entsprechend ist die Überschwingweite höher und der stationäre Endwert wird später erreicht. Die Stromsollwerte des Prüflings bleiben während des gesamten Vorgangs ebenfalls unverändert. Abweichungen durch den Drehzahlsprung sind nicht zu beobachten. Wie bei der FESM sind jedoch drehzahlabhängige Störungen in den Flussverkettungen Abbildung 6.18 (b) und in den Strömen Abbildung 6.18 (c) erkennbar. Die Ursache liegt in den Winkelabhängigkeiten der Flussverkettungen. Da die Schlupffrequenz im Vergleich zur Statorfrequenz im gewählten Betriebspunkt klein ist, liegt auch hier das Minimum der Abweichungen näherungsweise symmetrisch um den Stillstand.

Permanenterregte Synchronmaschine

In Abbildung 6.19 und Abbildung 6.20 ist das Störgrößenverhalten der PSM bei einer Drehzahlumkehr von 1500 1/min auf -1500 1/min dargestellt. Die Stromsollwerte der PSM bleiben während des gesamten Vorgangs unverändert. Das innere Moment liegt konstant bei 147 mNm (siehe Abbildung 6.20 (b)) und wird durch die Drehzahländerung kaum beeinflusst.

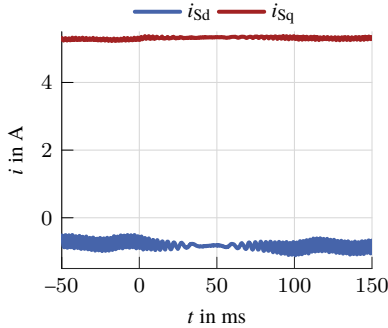


(a) Drehzahl während des Drehzahlsprungs



(b) Flussverkettung während des Drehzahlsprungs

Abbildung 6.19: Drehzahl und Flussverkettungen der PSM bei einem Drehzahlsprung



(a) Ströme während des Drehzahlsprungs

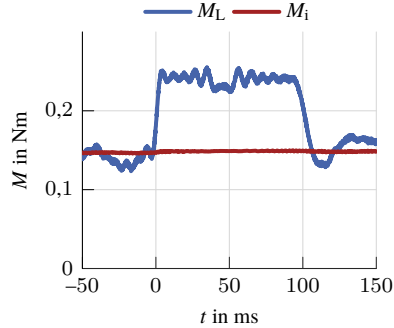

(b) M_L und M_i während des Drehzahlsprungs

Abbildung 6.20: Ströme und Drehmoment der PSM bei einem Drehzahlsprung

Wie bei den übrigen Prüflingen treten drehzahlabhängige Störungen in den Strömen (siehe Abbildung 6.20 (a)) auf, welche auch hier ihre Ursache in den Winkelabhängigkeiten der Flussverkettungen haben (siehe Abbildung 6.19 (b)). Auch hier werden weder Modellfehler noch Oberschwingungen mittels (winkelabhängigem) I-Anteil kompensiert.

Die Drehzahländerung dauert 115 ms. Währenddessen erreicht das Lastmoment eine Spitzenamplitude von 5,3 Nm. Die Drehzahlregelung der Lastmaschine erfolgt mittels eines kaskadierten PI-Reglers mit Führungsgrößenfilter. Dadurch verringert sich die Überschwingweite im Vergleich zur ASM-Messung. Im Vergleich zur FESM kann hier trotz eines einfacheren Regleransatzes durch die geringere Trägheit des Maschinensatzes eine relativ hohe Drehzahl­dynamik erreicht werden.

6.2 Einfluss von Messungenauigkeit und Rauschen

Die zuvor dargestellten Untersuchungen betrachteten das Verhalten der Regelung gegenüber externen Störgrößen. In realen Antrieben wird die erreichbare Regelgüte jedoch ebenso durch weitere Einflussfaktoren begrenzt, wie beispielsweise durch Messrauschen, Sensorungenauigkeiten oder Quantisierungseffekte. Diese wirken unmittelbar auf die gemessenen Ströme und damit auf die anhand der Kennfelder ermittelten Flussverkettungen. Im folgenden Abschnitt wird insbesondere die Auswirkung von Messrauschen anhand der Darstellung im Strom- und Flussraum systematisch analysiert und daraus Maßnahmen zur Reduktion des Einflusses auf den entwickelten Regelalgorithmus abgeleitet.

Grundsätzlich wird bei der Auslegung von Reglern eine hohe Regeldynamik angestrebt, um schnelle Reaktionen auf Sollwertänderungen oder Störungen zu gewährleisten. Eine solche Dynamik erfordert eine entsprechend große Reglerbandbreite. Das Zeitintervall zwischen Messung und dem nächsten Stellereingriff sollte daher möglichst kurz sein, um auch hochfrequente Signalanteile kompensieren zu können.

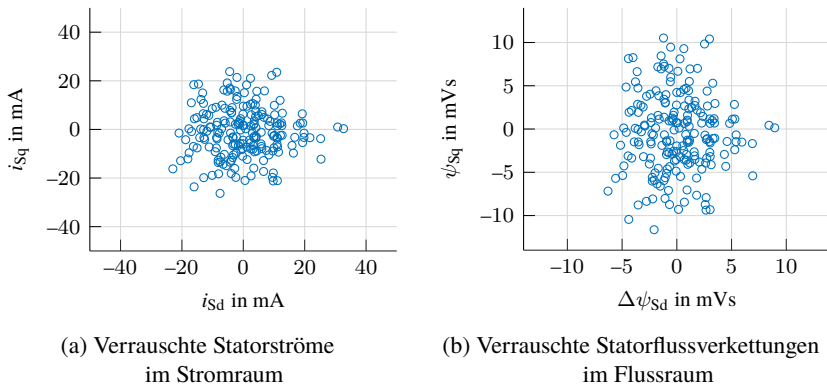


Abbildung 6.21: Auswirkungen von Messrauschen bei der PSM im Fluss- und Stromraum

Die Forderung nach einer hohen Reglerbandbreite steigert jedoch die Empfindlichkeit gegenüber Messfehlern und Rauschen. Besonders bei Reglern mit Deadbeat-Verhalten, die darauf ausgelegt sind, Sollwerte in minimaler Zeit zu erreichen, spielt dieser Zusammenhang eine zentrale Rolle.

Hierbei ist die Auswirkung von Messrauschen bei der vorgestellten Modellierung nicht für alle Maschinentypen gleich, sondern hängt von deren Kopplung ab. Dies soll im Folgenden an einem simulativen Beispiel verdeutlicht werden. Da die Messwerte am Prüfstand von identischen Stromsensoren in den einzelnen Phasen und der Rotorwicklung aufgezeichnet werden, kann im Stromraum bei der FESM vereinfacht von einer kugelförmigen Rauschverteilung ausgegangen werden. Bei der PSM und SyRM entspricht dies einer kreisförmigen Verteilung in der Sd- und Sq-Achse. Die Messwerte schwanken somit in allen Mess- und Stellerachsen gleichermaßen um den realen Wert. Für die Veranschaulichung wurden daher mittelwertfreie Messpunkte in der Standardnormalverteilung für alle Achsen generiert. Um besser der Rauschcharakteristik zu entsprechen, wurden die Daten im Anschluss um den Faktor $1/100$ skaliert. Das Ergebnis ist in Abbildung 6.21 (a) für die Statorströme der PSM und in Abbildung 6.22 (a) für die Ströme der d-Achse der FESM gezeigt.

Da die Berechnung der Sollspannungen im Flussraum durchgeführt wird, werden im nächsten Schritt die verrauschten Werte anhand der Kenndaten der Prüflinge aus Kapitel 5.1.3 und Kapitel 5.1.1 in den Flussraum transformiert. Zur besseren Veranschaulichung wurde hierbei für die PSM der Permanentmagnetfluss entfernt, sodass die Punkteverteilung auch im Flussraum mittelwertfrei ist. Somit entsprechen, sowohl im Fluss- als auch im Stromraum, die Abstände der Punkte vom Ursprung direkt der Messabweichung gegenüber dem ideal abgetasteten Wert. Diese Abweichung beschreibt im Flussraum eine Spannungs-Zeit-Fläche, welche proportional zur Stellspannung ist. Daher kann anhand der Verteilung der Punkte im Flussraum das Stellerrauschen abgeschätzt werden. Hier zeigen sich deutliche Unterschiede. Im Stator der PSM wird die Punkteverteilung im Flussraum proportional zu den wirksamen Induktivitäten der Sd- und Sq-Achse abgebildet, wobei die Achsen magnetisch nahezu vollständig entkoppelt sind. Somit ergibt sich aus dem kreisförmigen Rauschen im Stromraum eine ovale Verteilung im Flussraum.

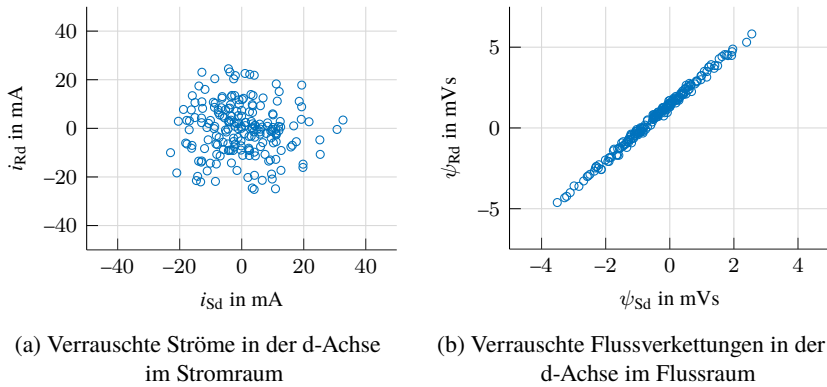


Abbildung 6.22: Auswirkungen von Messrauschen auf die d-Achse im Rotor und Stator bei der FESM im Fluss- und Stromraum

Bei der FESM verändert jedoch die starke Verkopplung zwischen Stator und Rotor in der d-Achse die Rauschcharakteristik im Flussraum. Im Gegensatz zum Stromraum sind die Daten nun nicht mehr kugelförmig verteilt. Stattdessen entsteht durch die Kopplung eine Ebene, deren Neigung näherungsweise vom Übersetzungsverhältnis der Windungen in der d-Achse abhängt. In der q-Achse, die keine Kopplung zu einem Rotorwicklungssystem aufweist, bleibt die Verteilung jedoch unverändert. Je nach Vorzeichen und Verhältnis der Messfehler in der d-Achse werden vermeintlich große Abweichungen im Hauptfluss detektiert, welche der Regler mit hoher Dynamik ausregelt. Entsprechend sind insbesondere die Sollspannungen auf der d-Achse stark verrauscht und reduzieren dadurch die Dynamik des Gesamtsystems. Da die Flussverkettung in der d-Achse von den gemessenen Stator- und Rotorströmen abhängt, kann dieses Problem für den entworfenen Regelalgorithmus nur durch eine höhere Messgenauigkeit reduziert werden.

Im Vergleich zu Regelalgorithmen im Stromraum birgt die Regelung im Flussraum daher zusätzliche Herausforderungen. Würde ein Regelalgorithmus im Stromraum mit identischen Verstärkungen in allen Achsen parametrisiert, so würde dies zu einem gleichmäßig verteilten Rauschen auf den Sollspannungen führen. Im Flussraum hängt jedoch die Verstärkung nicht nur von der wirksamen Induktivität in den einzelnen Achsen ab, sondern auch von der magnetischen Kopplung, was somit zu größeren Verstärkungen führen kann.

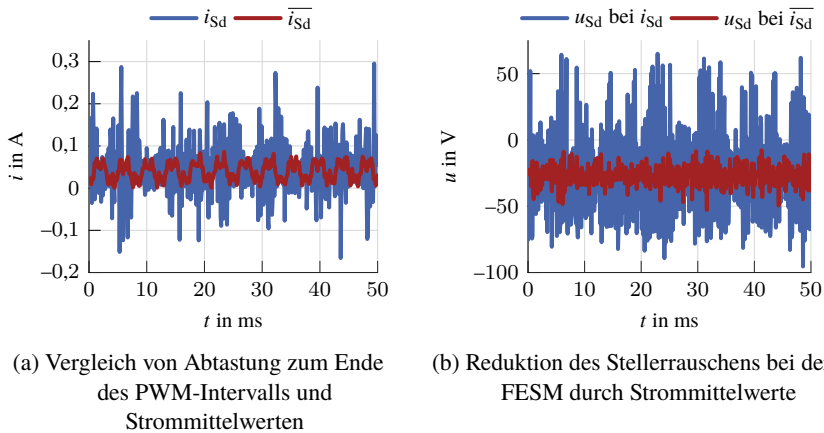


Abbildung 6.23: Einfluss der Strommessung auf das Stellerrauschen im FESM-Betrieb bei 1200 1/min

Um die gewünschte Systemdynamik und Genauigkeit in einem realen System zu erreichen, ist somit neben der Reglerbandbreite auch die Messgenauigkeit entscheidend. In der Simulation wurden die Messwerte unter Vernachlässigung von Messrauschen durch eine Abtastung zu Beginn des Rechenintervalls ermittelt. Dies erfüllt die Anforderung eines minimalen Zeitintervalls zwischen Messung und Stellereingriff und ermöglicht so eine hohe Reglerbandbreite. Am Prüfstand führt diese Vorgehensweise aufgrund von Messfehlern und Rauschen jedoch zu hohen Sollspannungen am Reglerausgang, die wiederum ein starkes Rauschen in den gemessenen Strömen hervorrufen. Die schwankenden, hohen Spannungsamplituden führen zudem zu einer Verschlechterung des Geräuschverhaltens des Prüflings. Zur Abhilfe wurde die Regelung am Prüfstand für die FESM und ASM mit Strommittelwerten durchgeführt. Die Mittelung der Strommesswerte über ein Stellerintervall erzeugt eine zusätzliche Totzeit in der Messung von $0,5 T_A$, die jedoch mithilfe der Sollspannungen des Intervalls und mit dem Maschinenmodell mittels Prädiktion aus Kapitel 4.2.1 kompensiert werden kann. Der Einfluss dieser Maßnahme ist anhand von Messungen am FESM-Prüfling in Abbildung 6.23 dargestellt. Hierfür wurden zwei identische Messungen durchgeführt: eine mit Strommittelwerten über ein Stellerintervall und eine mit Abtastung der Stromwerte am Ende des Stellerintervalls.

Ohne Mittelwertbildung der Ströme liegt die Sollspannung des Reglers oft in der Nähe der maximalen Stellspannung. Bei der Verwendung von Strommittelwerten kann das Rauschen der Stellspannung wirksam reduziert werden. Dies wirkt sich in der Folge auch auf den Oberschwingungsanteil der Ströme aus. Bei Verwendung der Strommittelwerte sind hier deutlich die Einflüsse der Winkelabhängigkeiten in den Flussverkettungen zu erkennen, welche sonst vom Stellerrauschen vollständig überdeckt werden.

Die Untersuchung verdeutlicht, dass Messrauschen bei dem vorgestellten Regelalgorithmus nicht nur ein unvermeidbarer Störfaktor ist, sondern erhebliche Auswirkungen auf das Stellverhalten hat. Durch den Einsatz von Signalmittelung und modellbasierter Prädiktion lässt sich jedoch die Signalqualität hinreichend verbessern, sodass diese Effekte wirkungsvoll abgeschwächt werden können.

6.3 Regelung unter Berücksichtigung von Modellfehlern und Oberschwingungen

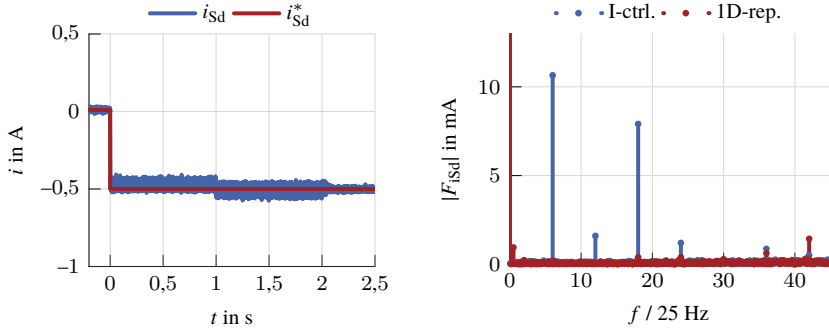
Die Grundlage des Regelalgorithmus sind Flusskennfelder und Maschinendaten, welche im Vorfeld durch Messungen ermittelt wurden. Aufgrund von Messfehlern, Alterung oder Temperaturunterschieden können diese im realen Betrieb abweichen. Zudem werden sowohl durch den Steller als auch durch die Winkelabhängigkeiten des Prüflings Oberschwingungen eingebracht.

Im folgenden Abschnitt wird daher untersucht, welche Auswirkungen die Methoden aus Kapitel 4.4 auf den Strom haben.

6.3.1 Fremderregte Synchronmaschine

Zunächst werden die Einflüsse und Auswirkungen bei der FESM betrachtet. Der Prüfstand wird auch hier bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{ZK,R} = U_{ZK,S} = 150 \text{ V}$ betrieben. Der Dämpfungsfaktor des Integralanteils wird auch bei dieser Messung zu $\alpha_I = 0,25$ gewählt.

Abbildung 6.24 (a) zeigt aufeinanderfolgend die Auswirkungen der unterschiedlichen Verfahren zur Kompensation von Modellfehlern und Oberschwingungen bei 750 1/min bzw. einer elektrischen Statorfrequenz von 25 Hz.



(a) Umschalten der Regler bei 750 1/min

(b) Spektren bei 750 1/min und einer Grundwellenamplitude von 500 mA

Abbildung 6.24: Einfluss des Integralanteils bei der FESM [E8]

Zunächst erfolgt bei $t = 0 \text{ s}$ ein Sollwertsprung und anschließend der Betrieb ohne I-Anteil. Hierbei ist, wie zu erwarten, eine Abweichung vom eigentlichen Sollwert zu erkennen. Diese wird ab $t \geq 1 \text{ s}$ mittels I-Anteil kompensiert. Ab $t \geq 2 \text{ s}$ wird der winkelabhängige I-Anteil zur Kompensation der Oberschwingungen zugeschaltet. Dieser besitzt 60 Winkelstützstellen auf der γ_S -Achse über eine elektrische Statorperiode. Da die Maschine eine Polpaarzahl von 2 aufweist, werden mechanische Oberschwingungen nicht kompensiert. Theoretisch ist nach dem Abtasttheorem eine Kompensation bis zur 30. elektrischen Harmonischen der Statorfrequenz möglich.

In Abbildung 6.24 (b) ist das Spektrum der Oberschwingungen mit und ohne winkelabhängigem I-Anteil dargestellt. Dazu wurden jeweils die letzten 0,5 s des Intervalls ausgewertet. Der Statorstrom i_{sd} ohne Kompensation enthält, wie zu erwarten, die Oberschwingungen in den Ordnungen $\nu_S = 6 \cdot k$, $k \in \mathbb{N}$. Durch den RC-Ansatz können diese im gezeigten Bereich wirksam unterdrückt werden. Durch Asymmetrien im Aufbau kommt es zudem zu niederfrequenten Anteilen im Spektrum, welche hier unterhalb der ersten Oberschwingung zu sehen sind. Da diese nicht periodisch zu γ_S sind, findet keine Kompensation statt. Die 36. Oberschwingung kann, wie zu erwarten, nicht vollständig kompensiert, aber gedämpft werden.

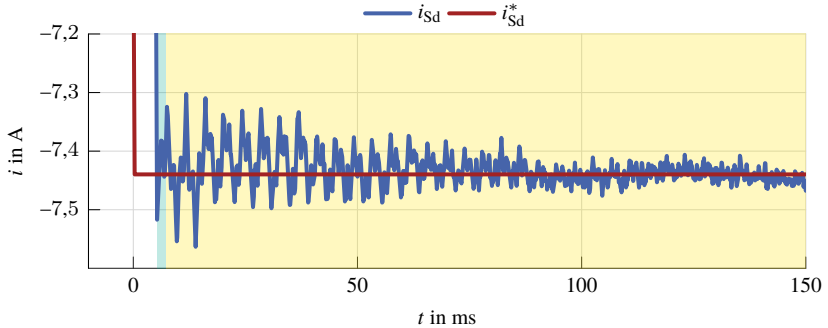


Abbildung 6.25: Kombination von I-Anteil (grün) und RC (gelb)
bei 1200 1/min [E8]

In Abbildung 6.25 ist der Ablauf im realen Betrieb dargestellt. Während des Sprungvorgangs wählt der Regler zunächst die maximalen Sollspannungen und bleibt in der Aussteuergrenze. Der stationäre Zustand ist erreicht, sobald für ein Abtastintervall T_A keine Stellgrößenbeschränkung mehr vorliegt. Ist diese Bedingung erfüllt, hat der I-Anteil $20 \cdot T_A = 2$ ms Zeit, stationäre Offsets zu kompensieren (siehe grüner Bereich in Abbildung 6.25). Dieser dient dann als Initialwert für alle Winkelstützstellen des RCs, welcher im weiteren Verlauf die Oberschwingungen dämpft.

Für den in Abbildung 6.25 dargestellten Arbeitspunkt bei 1200 1/min ist der stationäre Zustand 100 ms nach Beginn des Sollwertsprungs erreicht. Die Periodendauer der Grundwelle beträgt bei dieser Drehzahl 25 ms. Während des Einschwingvorgangs ist mit jeder Statorperiode eine Reduktion der Oberschwingungen erkennbar.

Um systematisch den Einfluss des Betriebspunkts auf die Kompensation der Oberschwingungen bewerten zu können, wurden im Folgenden Messungen bei unterschiedlichen Drehzahlen und Solldrehmomenten durchgeführt. Die Sollströme wurden zuvor offline mit der modifizierten MTPA-Methode aus Kapitel 6.1 bestimmt. Ziel der Auswertung ist eine einheitliche Metrik, welche die Stromamplituden unterschiedlicher Maschinentypen vergleichbar abbildet. Da je nach Maschinentyp bis zu drei Stromkomponenten (i_{Sd} , i_{Sq} , i_{Rd}) zu berücksichtigen sind, wird pro Betriebspunkt eine skalare Auswertgröße aus dem Stromvektor $\vec{i}$ gebildet.

Hierzu wird die Vektornorm $\|\vec{i}(t)\|$ verwendet, wodurch eine Bewertung anhand einer Kennzahl je Betriebspunkt möglich ist, ohne dass einzelne Stromkomponenten mit Mittelwerten nahe 0 A die Normierung dominieren. Zur Bewertung des Oberschwingungsgehalts in Strömen hat sich in der Literatur der Total-Harmonic-Distortion (THD) etabliert, welcher jedoch nach IEEE Std 1459-2010 nicht für Gleichgrößen definiert ist. Daher wird in der Auswertung der Ripple-Factor $r_{\|\vec{i}\|}$ als THD-ähnliche Metrik für Gleichgrößen nach IEC 60050-103 (IEV 103-06-12) angewendet.

$$r_{\|\vec{i}\|} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \|\vec{i}(t)\|^2 dt - \left(\frac{1}{T} \int_0^T \|\vec{i}(t)\| dt \right)^2}}{\frac{1}{T} \int_0^T \|\vec{i}(t)\| dt} \cdot 100 \% \quad (6.10)$$

Jedoch ist zu erwarten, dass die Reduktion des Oberschwingungsgehalts in den einzelnen Stromkomponenten, gemessen an THD oder Ripple-Factor, die durch die Auswertung der Vektornorm definierte Metrik übersteigt, da sich Kompensationseffekte komponentenweise stärker ausprägen können als in der Vektornorm der Stromkomponenten.

Der Einfluss des Betriebspunkts auf die Kompensation der Oberschwingungen ist in Abbildung 6.26 dargestellt. Dazu wurden für 12 unterschiedliche Drehzahlen die Ströme für je 20 Drehmomentstützstellen aufgezeichnet und ausgewertet. Die Werte für 0 Nm wurden hierbei interpoliert, um eine Verzerrung durch Stromamplituden nahe 0 A zu vermeiden. Abbildung 6.26 zeigt hierzu die Differenz des $r_{\|\vec{i}\|}$ über den gesamten Drehzahlbereich infolge der Verwendung des RC. Der Einfluss steigt mit zunehmender Drehzahl, da auch die Amplitude der Oberschwingungen in der rotatorisch induzierten Spannung zunimmt. Dies führt zu einem Anstieg der Oberschwingungsanteile in den Strömen, wodurch eine höhere Dämpfung durch den RC erzielt werden kann.

Um eine Kompensation durchzuführen, muss der Steller jedoch in der Lage sein, eine ausreichende Gegenspannung bereitzustellen. Da die Betriebspunkte so gewählt wurden, dass im Feldschwäcbereich 90 % der maximalen Spannungsamplitude des Statorstellers genutzt wird, können die Oberschwingungen für hohe Drehmomente im Feldschwäcbereich nicht vollständig kompensiert werden.

Zudem gibt es Abweichungen in der Dämpfung zwischen motorischem und generatorischem Betrieb. Durch die Verlustoptimierung der Betriebspunkte ergeben sich unterschiedliche Sollströme. Dies führt zu höheren Stromamplituden im generatorischen Bereich, insbesondere an der Spannungsgrenze, da hier der ohmsche Spannungsabfall die benötigte Stellspannung reduziert. Bei kleinen Drehmomenten nimmt auch die Amplitude der Sollströme ab, während die Oberschwingungen nicht im gleichen Maß zurückgehen. Entsprechend kann hier die größte $r_{\|\vec{i}\|}$ -Verbesserung erzielt werden. Grundsätzlich lässt sich der $r_{\|\vec{i}\|}$ so um mehr als 0,3 % reduzieren.

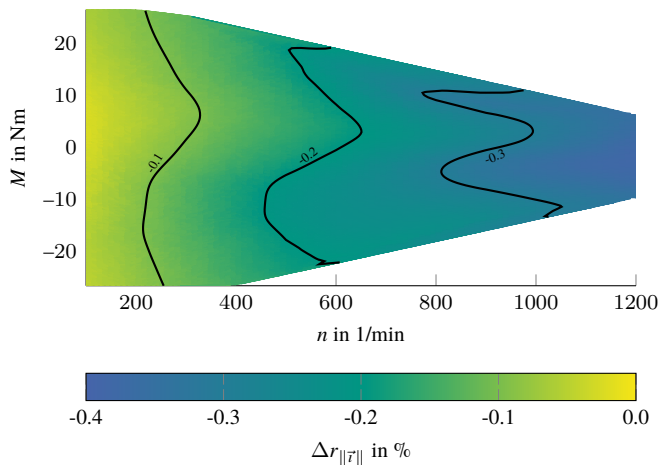


Abbildung 6.26: FESM: $r_{\|\vec{i}\|}$ -Verbesserung durch RC

6.3.2 Asynchronmaschine

Für die Untersuchung des RCs wurde am ASM-Prüfling die Zwischenkreisspannung auf $U_{ZK,S} = 150 \text{ V}$ reduziert, um das Verhalten der Regelung auch im Feldschwäcbereich beurteilen zu können. Der Dämpfungsfaktor des Integralanteils beträgt ebenfalls $\alpha_I = 0,25$.

Im Gegensatz zu den Synchronmaschinen muss bei der ASM zusätzlich die Rotordimension in der Oberschwingungskompensation berücksichtigt werden. Entsprechend wird der RC um Stützstellen in der γ_R -Achse erweitert.

Um das Einschwingverhalten zu verbessern, wurden zudem Symmetrien in der Maschine genutzt. Die Periodizität wird so gewählt, dass jeweils die niedrigste dominante Oberschwingung kompensiert werden kann. Für den ASM-Prüfling ist dies im Stator die 6. Harmonische bezogen auf eine elektrische Statorperiode und im Rotor die 14. Harmonische. Entsprechend werden für die γ_S -Achse im Stator $N_{\gamma_S} = 24$ Stützstellen über ein Intervall von $360^\circ/6$ gewählt. Im Rotor werden $N_{\gamma_R} = 12$ Stützstellen in der γ_R -Achse über ein Intervall von $360^\circ/14$ verwendet.

Die Bedingung für das Zuschalten des RCs unterscheidet sich bei der ASM im Vergleich zu den Synchronmaschinen, da hier das Ende der Stellgrößenbeschränkung nicht mehr als Metrik für das Ende des Sollwertsprungs verwendet werden kann. Daher wird α_I zusätzlich in Abhängigkeit der Norm der Stromabweichung wie folgt skaliert:

$$\alpha_{Iin} = \begin{cases} 0 & \|\vec{i}^* - \vec{i}\| = 0 \\ \alpha_I & \|\vec{i}^* - \vec{i}\| \leq 0,05 \cdot i_{S,max} \\ \frac{0,05 \cdot i_{S,max}}{\|\vec{i}^* - \vec{i}\|} \alpha_I & \|\vec{i}^* - \vec{i}\| > 0,05 \cdot i_{S,max} \end{cases} \quad (6.11)$$

Für die ASM bedeutet dies, dass ein auf näherungsweise 0 A abgeklungener Rotorstrom erforderlich ist, um den I-Anteil zu aktivieren. Gleichzeitig wird selbst bei größeren Modellfehlern ein stationärer Endwert erreicht. Diese Bedingung trifft bei den Synchronmaschinen ebenfalls zu und stellt somit keine Einschränkung für die einheitliche Modellierung und Regelung dar.

Zunächst wird das Verhalten an einem einzelnen Betriebspunkt ausgewertet. Das Sollmoment beträgt hier 2,5 Nm bei einer Drehzahl von 500 1/min. Die Sollwerte der Statorströme sind $i_{Sd} = 4,9 \text{ A}$ und $i_{Sq} = 5,1 \text{ A}$. Die elektrische Statorfrequenz beträgt 16 Hz.

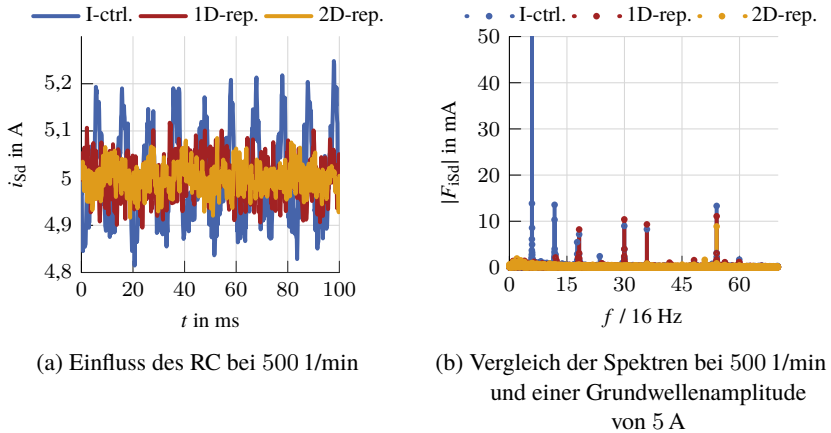


Abbildung 6.27: Einfluss des 2D-RCs auf die Oberschwingungen [E8]

Abbildung 6.27 (a) zeigt den zeitlichen Verlauf von i_{sd} für den Betrieb mit und ohne Oberschwingungskompensation. In Abbildung 6.27 (b) ist das zugehörige Spektrum ohne Grundwellenanteil dargestellt.

Die ersten dominanten Harmonischen haben die Ordnungszahlen 6 und 12. Da diese statorperiodisch sind, kann durch den 1D-Ansatz eine deutliche Reduktion der Amplituden erzielt werden. Das gilt auch allgemein für kleine Schlupffrequenzen bzw. Betriebspunkte mit hohem d-Strom und kleinem Drehmoment, da hier die Oberschwingungen des Rotors nur schwach ausgeprägt sind und das Spektrum von den Statorüberschwingungen dominiert wird. Das Spektrum ähnelt dem einer Synchronmaschine. Bei höheren Ordnungszahlen entstehen allerdings durch die Abhängigkeit des Rotorflusses von γ_R Seitenbandharmonische, welche durch den 1D-Ansatz nicht kompensiert werden können. Die zweidimensionale Erweiterung reduziert diese wirksam, allerdings auf Kosten der Konvergenzgeschwindigkeit. Bedingt durch die Stützstellenzahl ist theoretisch maximal eine Kompensation bis zur 72. Ordnung möglich. Abbildung 6.27 (b) zeigt auch oberhalb dieses Bereiches ebenfalls eine Dämpfung durch den 2D-RC.

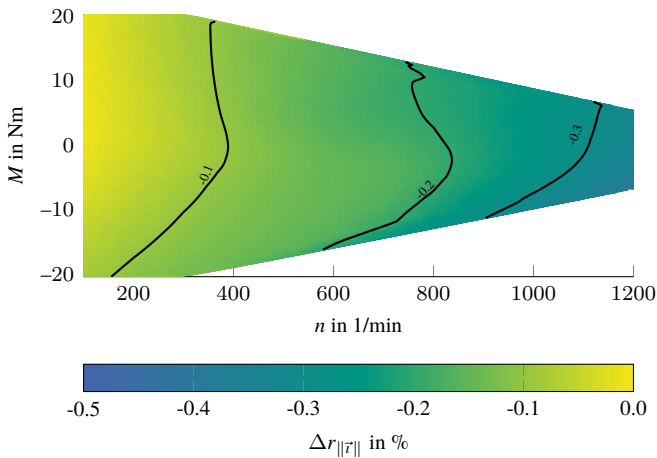


Abbildung 6.28: ASM: $r_{||\tau||}$ -Verbesserung durch 1D-RC

Bedingt durch die Wahl der Periodizitäten können keine Oberschwingungen kompensiert werden, die nicht ganzzahlige Vielfache der 6. Stator- und 14. Rotorharmonischen sind. Es ist somit beispielsweise nicht möglich, Oberschwingungen zu dämpfen, welche auf mechanische oder elektrische Asymmetrien im Aufbau zurückzuführen sind und niedrigen Vielfachen der mechanischen Frequenz entsprechen. Eine Erweiterung der Stützstellenzahl und Periodizität wäre grundsätzlich möglich, ist jedoch aufgrund der langen Konvergenzzeit für viele Anwendungen nicht praktikabel.

Um die Auswirkung der Oberschwingungskompensation auf einen großen Betriebsbereich bewerten zu können, wurden auch für die ASM Kennfelder zum $r_{||\tau||}$ erfasst. Dazu wurden 12 Drehzahlstützstellen von 100 1/min bis 1200 1/min mit jeweils 10 Drehmomentstützstellen aufgezeichnet.

Für die Auswertung des $r_{||\tau||}$ wurden ausschließlich die Statorströme verwendet, da der Rotorstrom im stationären Betrieb einen Gleichanteil von 0 A aufweist und zudem nicht direkt gemessen werden kann.

In Abbildung 6.28 und Abbildung 6.29 sind die Kennfelder für die beiden Reglervarianten dargestellt. Bei der 1D-Variante ist insbesondere eine Abhängigkeit von der Drehzahl zu beobachten, da auch hier mit steigender Drehzahl der Einfluss der Winkelabhängigkeiten der Flusskennfelder auf den Strom zunimmt und somit größere $r_{||\vec{\tau}||}$ -Verbesserungen erzielt werden können. Der 2D-Ansatz zeigt über das gesamte Kennfeld eine bessere Performance als der 1D-Ansatz. Insbesondere bei hohen Drehmomenten im Feldschwächbetrieb, also mit entsprechend hoher Schlupffrequenz, kann jedoch eine deutliche Verbesserung gegenüber dem 1D-Ansatz erzielt werden.

Da die Betriebspunkte so gewählt wurden, dass sie im Feldschwächbereich lediglich 70 % der maximalen Spannungsamplitude nutzen, steht eine ausreichend große Spannungsreserve zur Verfügung. Daher können die Oberschwingungen bis zum motorischen oder generatorischen Maximalmoment gedämpft werden. Ein Abfall der Dämpfung wie bei den Messungen zur FESM (siehe Abbildung 6.26) tritt nicht auf.

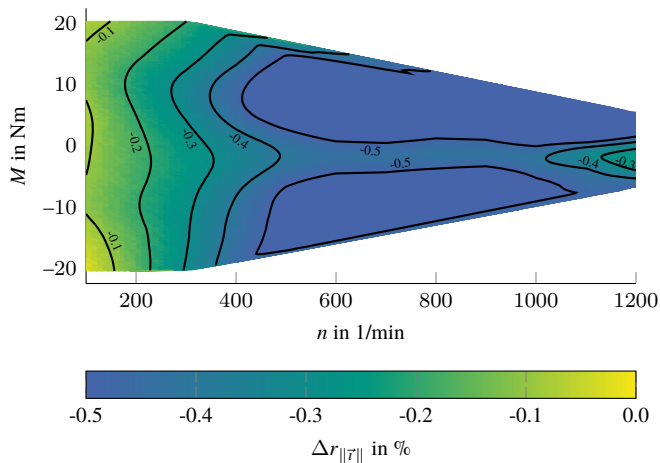


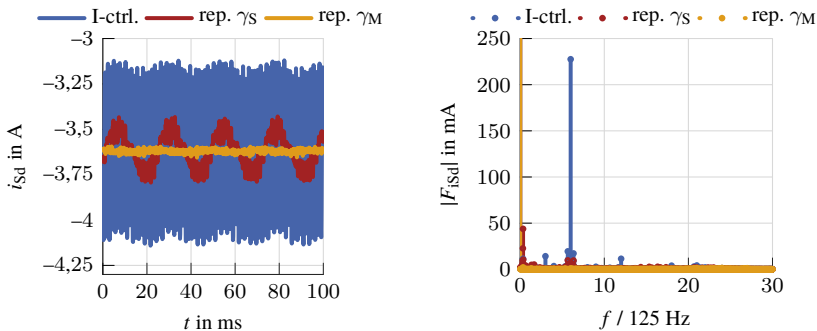
Abbildung 6.29: ASM: $r_{||\vec{\tau}||}$ -Verbesserung durch 2D-RC

6.3.3 Permanenterregte Synchronmaschine

Für die Untersuchung der Oberschwingungskompensation bei der PSM wird der Betrieb bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{ZK,S} = 24 \text{ V}$ betrachtet. Der Dämpfungsfaktor des Integralanteils wird auf $\alpha_1 = 0,25$ gesetzt, um ein ausgewogenes Einschwingverhalten zu erreichen.

In Abbildung 6.30 (a) ist der zeitliche Verlauf des Statorstroms i_{sd} mit unterschiedlichen Oberschwingungskompensationsvarianten bei einer Drehzahl von 2300 1/min bzw. einer elektrischen Statorfrequenz von 125 Hz dargestellt. Als Referenz dient der Zeitverlauf mit einem I-Anteil zur Kompensation von Grundwellenfehlern. Wie auch bei der FESM erfolgt die Kompensation zunächst auf einer vollen elektrischen Statorperiode, also einer γ_S -Periode. Die Stützstellenzahl beträgt hierbei $N_{\gamma_S} = 144$.

Abbildung 6.30 (b) zeigt, dass sich die elektrischen Oberschwingungen weitgehend unterdrückt werden können. Allerdings enthält dieser Prüfling auch Oberschwingungsanteile, welche lediglich eine mechanische Ordnung aufweisen und somit nicht als ganzzahliges Vielfaches der elektrischen Ordnung auftreten. Daher wird der RC zusätzlich mit einer Periodizität über eine komplette mechanische Umdrehung (γ_M -Periode) mit derselben Stützstellenzahl betrieben.



(a) Zeitverlauf bei Einsatz des RC

(b) Vergleich der Spektren bei einer Grundwellenamplitude von 3,6 A

Abbildung 6.30: PSM: Einfluss des RCs auf die Oberschwingungen bei 2300 1/min [E8]

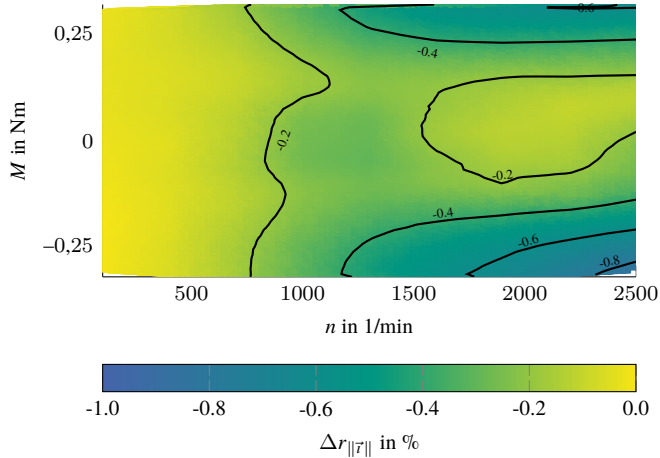


Abbildung 6.31: PSM: $r_{||\bar{i}|}$ -Verbesserung durch RC auf den elektrischen Statorwinkel γ_S

So können theoretisch alle mechanischen und elektrischen Stromüberschwingungen bis zur 72. mechanischen bzw. 24. elektrischen Ordnung kompensiert werden. Dadurch entfallen sowohl die 1. mechanische Harmonische als auch die Seitenbandharmonischen um $\nu_S = 6 \cdot k$, $k \in \mathbb{N}$.

Für die Bewertung der Performance über den gesamten Drehzahlbereich wurden Kennfelder für den $r_{||\bar{i}|}$ der Statorströme aufgenommen. Im Gegensatz zu den anderen Prüflingen liegt der Feldschwächbereich bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{ZK,S} = 24 \text{ V}$ über der zulässigen Maximaldrehzahl. Somit steht das volle Drehmoment über den gesamten Drehzahlbereich zur Verfügung.

Abbildung 6.31 zeigt den Einfluss des RCs mit $N_{\gamma_S} = 48$ auf einer kompletten γ_S -Periode. Auch hier steigt der Einfluss der Kompensation mit zunehmender Drehzahl an, da die Amplituden der Oberschwingungen in der induzierten Spannung linear mit der Drehzahl zunehmen und infolgedessen auch der Einfluss auf die Ströme steigt.

Aufgrund der Metrik zeigt sich bei kleinen Grundwellenströmen und entsprechend kleinen Drehmomenten eine hohe $r_{||\vec{r}||}$ -Verbesserung, weil der Bezugswert sehr klein ist und die Oberschwingungen dadurch prozentual deutlicher in Erscheinung treten. Mit zunehmendem Drehmoment steigt hingegen die Grundwellenstromamplitude, sodass das relative Verbesserungspotenzial abnimmt. Da dieser Prüfling deutlich von der Spannungsgrenze entfernt betrieben wird, ist keine Verschlechterung bei hohen Drehmomenten und Drehzahlen zu beobachten.

Erfolgt die Kompensation über eine gesamte mechanische γ_M -Periode, so kann der Oberschwingungsanteil der Ströme weiter reduziert werden. Abbildung 6.32 zeigt den Einfluss des Reglers mit $N_{\gamma_M} = p \cdot 48 = 144$ Stützstellen pro mechanischer Umdrehung. Da die Stützstellenzahl über die Polpaarzahl skaliert wird, ist weiterhin eine Kompensation bis zur 24. elektrischen Ordnung möglich. Zusätzlich können jedoch auch die Seitenbandharmonischen und die rein mechanischen Oberschwingungen kompensiert werden (siehe Abbildung 6.30 (b)). Dies führt zu einer weiteren Verbesserung des $r_{||\vec{r}||}$, allerdings auf Kosten der Konvergenzgeschwindigkeit.

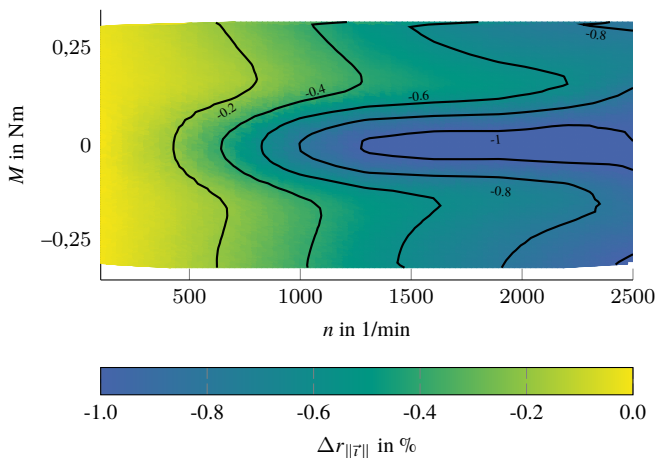


Abbildung 6.32: $r_{||\vec{r}||}$ -Verbesserung durch RC auf den mechanischen Winkel γ_M

7

„Begin at the beginning, [...] and go on till you come to the end: then stop.“

Lewis Carroll (1832–1898),
Alice's Adventures in Wonderland (1865)

Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde ein neuartiges, einheitliches Regelungskonzept für ASM, FESM, PSM und SyRMs entwickelt. Die Validierung erfolgte simulativ für alle Maschinentypen und messtechnisch an repräsentativen Prüflingen der ASM, FESM und PSM. Der Fokus lag dabei auf einer durchgängigen Modellierung im Flussraum, um eine konsistente, effiziente und maschinenübergreifende Regelungsarchitektur zu schaffen. Die wichtigsten Ergebnisse und Erkenntnisse sind im Folgenden zusammengefasst.

Einheitliches Maschinenmodell

Ausgangspunkt ist das vorgestellte universelle Maschinenmodell, das auf den bekannten elektromagnetischen und mechanischen Systemgleichungen aller betrachteten Maschinentypen basiert und Nichtlinearitäten wie magnetische Sättigung einschließlich Kreuzsättigung und räumliche Oberwellen durch Verwendung mehrdimensionaler (inverser) Flusskennfelder berücksichtigt. Ausgehend von diesem Modell wurde ein prädiktives Flussregelverfahren entwickelt, mit dem die Regelung der FESM, der ASM mit Kurzschlussläufer, der PSM sowie der SyRM mit einer einzigen Codebasis umgesetzt werden kann. Diese Vereinheitlichung reduziert den Entwicklungs-, Test- und Validierungsaufwand erheblich und vereinfacht die spätere Wartung der zugrunde liegenden Softwareplattform. Ferner werden durch die konsequente Umsetzung im Flussraum die dynamischen Systemgleichungen näherungsweise linear, während die statischen Nichtlinearitäten des Systems präzise in den (inversen) Flusskennfeldern abgebildet bleiben. Zukünftige Systemzustände können so mit geringer numerischer Komplexität prädiziert und optimale Sollspannungen in Form eines Deadbeat-Regelschritts effizient berechnet werden.

Zur Parametrierung des Modells wurde eine erweiterte Identifikationsmethodik vorgestellt, die sowohl stationäre Vermessungen bei konstanter Drehzahl (CSM) als auch Messungen im Stillstand (SSM) kombiniert. Dadurch können mehrdimensionale Flusskennfelder ermittelt werden, welche die magnetische Sättigung und Kreuzsättigung sowie die winkelabhängigen Oberwellen der Flussverkettungen erfassen. Für die FESM wurde das Verfahren um eine separate Anregung des Rotorkreises erweitert, um den Grundwellenanteil der Rotorflussverkettung zu bestimmen. Für die ASM wurden ausschließlich die stationären Grundwellenkennfelder identifiziert, die im Postprocessing in dynamische Flusskennfelder erweitert wurden. Des Weiteren wurde die Parametrierung des entwickelten nichtlinearen Strommodells beschrieben, welches im Betrieb die Rotorflusslage rein aus den gemessenen Statorströmen bestimmt und eine betriebspunktabhängige Parametrierung zur Berücksichtigung von Sättigung erlaubt.

Einheitlicher modellprädiktiver Regler

Der modellprädiktive Regler bildet den zentralen Bestandteil des in Kapitel 4 vorgestellten einheitlichen Antriebskonzepts. Sein wesentliches Merkmal ist die vollständige Formulierung im Flussraum, da dort der Zusammenhang zwischen Stellspannung und Flussverkettung linear und somit unabhängig vom Sättigungszustand des Antriebs ist. Der Stromrichter wird direkt als zeitdiskretes Flussstellglied interpretiert, ohne Umwege über den Stromraum. Alle Nichtlinearitäten, insbesondere Sättigung und Kreuzsättigung, werden in (inversen) Flusskennfeldern hinterlegt und bilden neben den Wicklungswiderständen den einzigen maschinenabhängigen Datensatz im Regelalgorithmus. Die Berechnung der Sollspannung wird durch ein geometrisches Verfahren aus der Sollwerttrajektorie und dem Prädiktionshorizont bestimmt. Dieses Vorgehen reduziert die erforderliche Rechenlast, weil lediglich lineare Gleichungen gelöst werden müssen und ein rechenzeitintensives iteratives Lösen des Optimierungsproblems, wie bei klassischen MPC-Verfahren, entfällt.

Als Sollwerttrajektorie dient eine Gerade im dq-Flussraum, welche einen geeigneten Kompromiss zwischen Regelgüte und numerischem Aufwand darstellt. Sie gewährleistet eine hohe Dynamik bei gleichzeitig geringem Rechenaufwand und bleibt über den gesamten Betriebsbereich hinweg nahe am theoretischen Optimum. Die simulativen und experimentellen Ergebnisse bestätigen die Praxistauglichkeit dieses Ansatzes für alle untersuchten Maschinentypen.

Die Regelgüte hängt maßgeblich von der Genauigkeit der Kennfelder und der Stellspannung ab. Daher ergänzt ein Integralpfad den Regler, um Modellabweichungen und Oberschwingungen zu kompensieren. Dieser ist in Winkelsegmente unterteilt, sodass periodisch wiederkehrende Spannungs- und Stromfehler durch gespeicherte Fehlerspannungen ausgeglichen werden können. Auch Modellfehler treten hierbei als Gleichanteile auf und werden somit ebenfalls kompensiert. Für die ASM wird dieser Ansatz der Oberschwingungskompensation zweidimensional erweitert, um neben der Statorlage auch die Rotorlage relativ zum Rotorfluss zu berücksichtigen. Die resultierende Struktur ermöglicht eine hohe Stromqualität über den gesamten Betriebsbereich, ohne dass ein detailliertes Online-Modell der Maschine oder des Stromrichters erforderlich ist.

Validierung am Prüfstand

Die Funktionsfähigkeit des Gesamtkonzepts wurde sowohl simulativ als auch messtechnisch am Prüfstand verifiziert. Dabei kamen drei Prüflinge zum Einsatz: eine FESM mit 5,9 kW, eine ASM mit Käfigläufer und 22 kW sowie eine PSM mit einer Leistung von 169 W. Für alle Maschinen konnten Sollwertsprünge entlang der im Flussraum gewählten Trajektorien mit hoher Dynamik nachgefahren werden. So erreicht die FESM bei 100 1/min für unterschiedliche Sollwertsprünge eine Anregelzeit von meist unter 4 ms.

Wird bei der ASM i_{sd} betriebspunktabhängig gewählt, so dominiert die Rotorzeitkonstante aufgrund der erforderlichen Rotorflussänderung die Dynamik des Gesamtsystems. In diesem Fall ist die Anregelzeit um etwa den Faktor 100 größer als bei der FESM. Wird i_{sd} hingegen, auf Kosten der Effizienz, konstant gewählt, kann aufgrund der geringen Induktivität der Sq-Achse auch für die ASM eine vergleichbare oder sogar höhere Dynamik als für die FESM erzielt werden.

Die PSM zeigt aufgrund ihrer geringen Induktivitäten und des fehlenden Rotorkreises das schnellste Ansprechverhalten: Bei 100 1/min wird der Sollwert innerhalb weniger Abtastintervalle erreicht, was einer Anregelzeit von unter 0,8 ms für die untersuchten Sollwertsprünge entspricht. Damit bestätigt sich, dass die maximale Flussänderung pro Stellerintervall maßgeblich von der verfügbaren Stellspannung abhängt, während bei der ASM zusätzlich die Rotorzeitkonstante und die Stromgrenzen als Einschränkungen wirken.

Die messtechnischen Ergebnisse zeigen zudem, dass die Abweichung zwischen dem berechneten inneren Moment und dem gemessenen Drehmoment unter realen Betriebsbedingungen gering bleibt, selbst wenn Temperatur- und Frequenzänderungen in den Kennfeldern nicht nachgeführt werden.

Ausblick

Auf Grundlage der in dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse lassen sich mehrere Entwicklungsrichtungen ableiten. Diese betreffen sowohl die Erweiterung der bestehenden Regelungsarchitektur als auch die Vertiefung des zugrunde liegenden Modellierungsansatzes:

1. Experimentelle Validierung an der SyRM:

Eine Validierung des vorgestellten Konzepts an der bislang ausschließlich simulativ untersuchten SyRM ermöglicht die Praxistauglichkeit und Generalisierbarkeit des Ansatzes für weitere Maschinentopologien experimentell zu verifizieren.

2. Online-Adaptivität der Kennfelder:

Die modulare Architektur des Reglers ermöglicht eine laufende Anpassung der Kennfelder an Temperatur- und Betriebspunktänderungen. Dies kann entweder durch eine rechenzeiteffiziente Online-Identifikation ausgewählter Stützstellen erfolgen oder durch hybride Verfahren, bei denen Modellparameter mittels Strukturbeobachtern nachgeführt und anschließend inkrementell in die LUTs zurückgeschrieben werden.

3. Erweiterung auf Mehrphasenmaschinen:

Die im Flussraum linearisierte Beschreibung bildet eine universelle Grundlage für die Übertragung des Regelungskonzepts auf Mehrphasenantriebe. Dadurch lassen sich auch weit verbreitete sechsstufige Systeme mit geringem Implementierungsaufwand abbilden.

4. Erweiterung der adaptiven Rotorflusswinkel-Schätzung:

Das nichtlineare Strommodell der ASM bietet eine geeignete Basis für weiterführende Untersuchungen zur adaptiven Parametrierung. Im Fokus sollten Antriebe mit geringer thermischer Zeitkonstante oder großem Drehzahlbereich stehen, um die Reglerdynamik und -güte über den gesamten Betriebsbereich und die Lebensdauer des Antriebs hinweg sicherzustellen.

5. Berücksichtigung von Eisenverlusten:

Eine Erweiterung der Fluss- und Widerstandskennfelder um eine zusätzliche Frequenzdimension ermöglicht es, bislang nicht berücksichtigte Eisenverluste zu erfassen und so die Regelabweichung bei höheren Drehzahlen weiter zu reduzieren.

Zusammenfassend zeigt die Arbeit jedoch, dass eine einheitliche Modellierung und Regelung unterschiedlicher Maschinentypen im Flussraum nicht nur theoretisch konsistent, sondern auch praktisch umsetzbar ist. Das vorgestellte Konzept verbindet hohe Dynamik mit einem reduzierten Entwicklungsaufwand und legt damit den Grundstein für eine universelle Antriebsplattform, die zukünftige Anwendungen von Kleinantrieben bis zu leistungsstarken Traktionsantrieben abdecken kann.

Symbol- und Abkürzungsverzeichnis

Abkürzungen

ADC	Analog-Digital-Wandler
AFE	Active Front End
ASM	Asynchronmaschine
CSM	Constant-Speed-Method
DBS	Drehstrombrückenschaltung
DFM	Drehfeldmaschine
DSP	Digitaler Signalprozessor
DTC	Direct-Torque-Control
DUT	Prüfling (Device-Under-Test)
EPSR	ETI-Einplatinenstromrichter
ESB	Ersatzschaltbild
ETI	Elektrotechnisches Institut
FEM	Finite-Elemente-Methode
FESM	Fremderregte Synchronmaschine
FOC	Field-Oriented-Control
FPGA	Field-Programmable-Gate-Array
HCI	Harmonic-Current-Injection
IGBT	Insulated-Gate-Bipolar-Transistor
ILC	Iterative-Learning-Control
LUT	Lookup-Table
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
MPC	Model-Predictive-Control
MRAS	Model-Reference-Adaptive-System
MRF	Multi-Reference-Frame
MTPA	Maximum-Torque-Per-Ampere
MTPL	Maximum-Torque-Per-Loss
PH	Prädiktionshorizont
PI	Proportional-Integral
PR	Proportional-Resonant
PSM	Permanenterregte Synchronmaschine

PWM	Pulsweitenmodulation (Pulse Width Modulation)
RC	Repetitive-Control
RFO	Rotorflussorientierung
SoC	System-on-Chip
SSM	Standstill-Method
SVM	Space-Vector-Modulation
SyRM	Synchrone Reluktanzmaschine
THD	Total-Harmonic-Distortion

Formelzeichen

Zeiten

t	Zeit
t_{-1}	Zeitpunkt vor Beginn des aktuellen Reglertakts
t_0	Zeitpunkt zu Beginn des aktuellen Reglertakts
t_1	Zeitpunkt am Ende des aktuellen Reglertakts
t_2	Zeitpunkt am Ende des nachfolgenden Reglertakts
T_A	Abtastzeit der Regelung
f_a	Abtastfrequenz der Regelung
f_{PWM}	PWM-Frequenz des Stromrichters
T_e	Dauer bis zum Erreichen des Sollwerts
T_{inj}	Injektionsdauer des Testsignals

Spannungen

u	elektrische Spannung
$\underline{u}_{S\alpha\beta}$	komplexer $\alpha\beta$ -Statorspannungsraumzeiger
$u_{S\alpha}$	α -Spannung im Stator
$u_{S\beta}$	β -Spannung im Stator
$\underline{u}_{Rdq}$	komplexer dq-Rotorspannungsraumzeiger
u_{Rd}	d-Spannung im Rotor
u_{Rq}	q-Spannung im Rotor
$\underline{u}_{Sdq}$	komplexer dq-Statorspannungsraumzeiger
u_{Sd}	d-Spannung im Stator
u_{Sq}	q-Spannung im Stator
u_e	Erregerspannung im Rotor
u_{inj}	Amplitude des Testsignals
$u_{R,N}$	Bemessungsspannung der Rotorwicklung
$u_{S,\text{max}}$	maximale Statorstellspannung
$u_{S,N}$	Bemessungseffektivspannung des Stators
$\vec{u}$	Spannungen in Vektorschreibweise
u_U	Spannung in der Phase U des Stators
u_V	Spannung in der Phase V des Stators
u_W	Spannung in der Phase W des Stators
$U_{\text{ZK,R}}$	Zwischenkreisspannung des Umrichters für den Rotorkreis

$U_{ZK,S}$	Zwischenkreisspannung des Umrichters für das Statorsystem
U_{ZK}	Zwischenkreisspannung

Ströme

i	elektrischer Strom
$\vec{i}_{RS}$	Strom eines Stabs des Rotors
$\vec{i}_{EC,R}$	Wirbelstrom in einem Rotorstab
$\dot{i}_{R\alpha\beta_R}$	Komplexer Rotorstromraumzeiger im rotorfesten $\alpha\beta_R$ -Bezugssystem
$i_{S\alpha}$	Strom in der α -Achse
$i_{S\beta}$	Strom in der β -Achse
$i_{\mu,d}$	Magnetisierungsstrom der Asynchronmaschine in der d-Achse
i_e	physikalischer Erregerstrom im Rotor der FESM
$i_{R,max}$	Rotorstromgrenze
$i_{Rd,N}$	Bemessungsstrom der Rotorwicklung bezogen auf i_{Rd}
$\dot{i}_{Rdq}$	komplexer dq-Rotorstromraumzeiger
i_{Rd}	d-Strom im Rotor
i_{Rq}	q-Strom im Rotor
$i_{S,max}$	Statorstromgrenze
$i_{S,N}$	Bemessungseffektivstrom des Stators
$\dot{i}_{S\alpha\beta}$	komplexer $\alpha\beta$ -Statorstromraumzeiger
$\dot{i}_{Sdq}$	komplexer dq-Statorstromraumzeiger
i_{Sd}	d-Strom im Stator
i_{Sq}	q-Strom im Stator
i_U	Strom in der Phase U des Stators
$\vec{i}$	Stromkomponenten in Vektorschreibweise
i_V	Strom in der Phase V des Stators
i_W	Strom in der Phase W des Stators

Magnetische Größen

N	Windungszahl einer Spule
$\vec{B}_{RQ}$	Querfeld im Rotor der ASM
Θ	magnetische Durchflutung
μ_0	Magnetische Feldkonstante

$\vec{H}$	Magnetische Feldstärke
$\vec{B}$	Magnetische Flussdichte
μ_r	Relative Permeabilität

Wicklungs- und Koppelgrößen

σ_e	Streuziffer des Rotorflusses
σ_d	Streuziffer des d-Flusses
σ	Streuziffer
ξ_R	Wickelfaktor der Rotorwicklung
ξ_{Sd}	Wickelfaktor der Statorwicklung
w_R	Windungszahl der Rotorwicklung
w_S	Windungszahl der Statorwicklung

Induktivitäten

$L_{e,\sigma}$	Statorbezogene Erregerstreuinduktivität
L_e	Statorbezogene Induktivität des Erregerkreises
L_h	Statorbezogene Hauptinduktivität
L_{Rd}	d-Induktivität im Rotor
$L_{R,\sigma}$	Statorbezogene Rotorstreuinduktivität
L_{Sd}	d-Induktivität im Stator
$L_{\sigma,tot}$	Statorbezogene Summenstreuinduktivität
L_{Sq}	q-Induktivität im Stator
$L_{S,\sigma}$	Statorbezogene Statorstreuinduktivität
L	Induktivität

Flussverkettungen

ψ	magnetische Flussverkettung
ϕ_h	Hauptfluss der FESM
$\psi_{2D,Sd}$	d-Komponente des Schnittpunkts zwischen Prädiktionshorizont (PH) und Flussgerade in der Statorflussebene
$\psi_{2D,Sq}$	q-Komponente des Schnittpunkts zwischen PH und Flussgerade in der Statorflussebene
$\vec{\psi}_{2D}$	Schnittpunkt zwischen PH und Flussgerade in der Statorflussebene

$\vec{\psi}_{3D}$	Kandidat für Schnittpunkt zwischen PH und Flussgerade im Flussraum
$\vec{\psi}_{3D}$	Schnittpunkt zwischen PH und Flussgerade im Flussraum
ψ_h	Hauptflussverkettung bei ASM und FESM
ψ_{PM}	Permanentmagnetflussverkettung
$\underline{\psi}_{Rdq}$	komplexer dq-Rotorflussraumzeiger
ψ_{Rd}	d-Flussverkettung im Rotor
ψ_{Rq}	q-Flussverkettung im Rotor
$\underline{\psi}_{S\alpha\beta}$	komplexer $\alpha\beta$ -Statorflussraumzeiger
$\psi_{S\alpha}$	α -Flussverkettung im Stator
$\psi_{S\beta}$	β -Flussverkettung im Stator
$\underline{\psi}_{Sdq}$	komplexer dq-Statorflussraumzeiger
ψ_{Sd}	d-Flussverkettung im Stator
ψ_{Sq}	q-Flussverkettung im Stator
$\vec{\psi}$	Flusskomponenten in Vektorschreibweise

Wicklungs- und Maschinenparameter

R_e	physikalischer Rotorwiderstand der Erregerwicklung
$\mathbf{R}_{3 \times 3}$	Widerstandsmatrix
R_R	Rotorwiderstand
R_S	Statorwiderstand
Q_R	Anzahl der Rotornuten
Z_R	Anzahl der Rotorstäbe
m_S	Strangzahl des Stators
p	Polpaarzahl
m_R	Strangzahl des Rotors
τ_R	Rotorzeitkonstante der Asynchronmaschine

Winkel, Winkelgeschwindigkeiten und Drehzahl

ω_M	mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors
$\gamma_{M,el}$	elektrischer Rotorlagewinkel
γ_R	Schlupfwinkel zwischen rotorfestem $\alpha\beta_R$ -Bezugssystem und rotierendem dq-Bezugssystem

$\gamma_{S,SSM}$	Rotorlagewinkel bei dem die SSM durchgeführt wurde
γ_S	Park-Transformationswinkel zwischen statorfestem $\alpha\beta_S$ und rotierendem dq-Bezugssystem
γ_M	mechanischer Rotorwinkel
n_E	Eckdrehzahl, Übergang zum Feldschwächbereich
$n_{\max}$	maximale Drehzahl
n_N	Bemessungsdrehzahl
n	Drehzahl
ω_R	Schlupfwinkelgeschwindigkeit zwischen rotorfestem $\alpha\beta_R$ -Bezugssystem und rotierendem dq-Bezugssystem
ω_S	elektrische Winkelgeschwindigkeit des rotierenden dq-Bezugssystems relativ zum Stator
θ_{el}	statorfester elektrischer Umfangswinkel

Leistung, Energie und Drehmomente

W_{mag}^*	magnetische Koenergie
M_a	Drehmoment am Anfangszeitpunkt
M_i	inneres Drehmoment der elektrischen Maschine
M_L	Lastmoment
$M_{\max}$	maximales Drehmoment
M_N	Bemessungsmoment
M_z	Drehmoment am Zielzeitpunkt
M	Drehmoment
P_L	Luftspaltleistung
P_{Cu}	ohmsche Verlustleistung
$P_{\max}$	maximale elektrische Leistung
P_N	Bemessungsleistung
W_{mag}	magnetische Energie

Regelung

G_ψ	Funktion der Flussgeraden
K_I	Verstärkungsfaktormatrix des Integralanteils
K_P	Verstärkungsfaktormatrix des Proportionalanteils
T_σ	Summenzeitkonstante

α_I	Dämpfungsfaktor für den Integralanteil
f_{ψ}	Funktion, welche Strom- auf Flusskomponenten abbildet
f_{ψ}^{-1}	Funktion, welche Fluss- auf Stromkomponenten abbildet
N_{γ_M}	Anzahl der Stützstellen pro γ_M -Periode
N_{γ_R}	Anzahl der Stützstellen in der γ_R -Achse
N_{γ_S}	Anzahl der Stützstellen in der γ_S -Achse
ξ	normierter Pfadparameter der Flussgeraden
s	Skalierungsfaktor zur Einhaltung der Stromgrenze
$u_{d,ctrl}$	Ausgangsspannung des Stator-PI-Reglers in der d-Achse
$u_{e,ctrl}$	Ausgangsspannung des PI-Reglers für den Erregerkreis

Oberwellen

ν_R	Ordnungszahl der rotorbedingten Oberwellen
ν_S	Ordnungszahl der statorbedingten Oberwellen

Sonstiges

$e_{\psi_{Sq}}$	Wert des Fehlerintegrals von ψ_{Sq} bei der Rotorzeitkonstantenidentifikation
$A_{Mt,norm}$	Normierte Drehmoment-Zeit-Fläche
$r_{\ \vec{i}\ }$	RMS-Ripple-Faktor der Stromvektornorm $\ \vec{i}(t)\ $ (in %)

Abbildungsverzeichnis

2.1	Geometrie einer DFM im Querschnitt mit $p = 2$	10
2.2	Definitionen der Winkel anhand der ASM $p = 1$	11
2.3	Definition des dq-Systems für die betrachteten Synchronmaschinen bei $p = 2$	13
2.4	Definition des Bezugssystems der ASM im stationären Betrieb für die FOC bei $p = 1$ [S2, 49]	14
2.5	Relative Permeabilität von M235-35A Elektroblech bei 200 Hz [D1]	17
2.6	a) Stromverdrängungseffekt in einem Rotorstab durch das Rotor-Querfeld $\vec{B}_{RQ}$ und b) dadurch induzierter Wirbelstrom $\vec{i}_{EC,R}$ nach [50]	18
2.7	Magnetische Flussdichte $\vec{B}$ im Luftspalt im statorfesten Bezugssystem über eine elektrische Periode [E7]	19
2.8	Magnetische Statorflussverkettung ψ in Abhängigkeit der Rotorlage $\gamma_{M,el}$ [E7]	20
2.9	Schnittbild einer dreiphasigen Maschine mit den eingezeichneten Zonen des Stators [S3]	21
2.10	Schnittbild einer ASM mit den eingezeichneten Zonen im Stator und Rotor [S3]	22
2.11	Oberwellen von ψ_{sd} der ASM in Abhängigkeit von Rotorfluss- und Rotorlage [E9]	23
2.12	(a) Stator einer DFM mit eingezeichneten Wicklungsachsen der einzelnen Stränge und (b) das daraus entwickelte ESB	25
2.13	Geometrische Darstellung der Raumzeigertransformationen	27
2.14	Schnittbild einer FESM	30
2.15	Ersatzschaltbild der FESM im dq-System	32
2.16	Kennfelder der Flussverkettungen der FESM [S1]	34
2.17	Schnittbild einer PSM	35
2.18	Ersatzschaltbild der PSM im dq-System	36
2.19	Kennfelder der Flussverkettungen der in [56] entwickelten PSM [S1]	38
2.20	Schnittbild einer SyRM	39
2.21	Ersatzschaltbild der SyRM im dq-System	40

2.22	Kennfelder der Flussverkettungen für die SyRM [S1]	41
2.23	Schnittbild einer ASM mit Kurzschlussläufer	42
2.24	Ersatzschaltbild der ASM im dq-System	44
2.25	Kennfelder der Flussverkettungen für die ASM [S1]	48
2.26	Magnetische Energie W_{mag} und Koenergie W_{mag}^* im nichtlinearen Fall	53
2.27	Ersatzschaltbild der DBS	60
2.28	Ersatzschaltbild der Vollbrücke	62
2.29	Fehlspannung einer Halbbrücke über eine elektrische Periode	64
3.1	Ablauf der Identifikation für die untersuchten Maschinentypen	68
3.2	Spannungen und Ströme im statorfesten $\alpha\beta_S$ -System	74
3.3	Flussverkettungen im statorfesten $\alpha\beta_S$ -System und rotor(fluss)orientierten dq-System	75
3.4	Schematische Darstellung des repetitive PI-Reglers in der d-Achse	77
3.5	Bestimmung des Grundwellenanteils der Rotorflussverkettung durch Kombination der SSM und CSM [E6]	79
3.6	Entmagnetisierung vor Beginn der Messung [S4]	81
3.7	Einregeln des Stator-Arbeitspunkts zur Bestimmung des Flussoffsets [E5]	82
3.8	Testsignalanregung und Stromantwort des DUT [E5]	83
3.9	Auswertung der flussändernden Spannung zur Berechnung der Flussverkettungen [E5]	84
3.10	Bestimmung der Flussverkettung in Abhängigkeit des Stroms [E5]	85
3.11	Adaptierter Regleralgorithmus mit Entkopplung (grün) für die Parameteridentifikation im Stillstand [E5]	86
3.12	Kompensation der Testsignalanregung für eine fallende Flanke des Testsignals bei $t = 0$ s [S4]	88
3.13	Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des Reglers für die CSM	92
3.14	Lineares Strommodell zur Identifikation der Statorflusskennfelder	98
3.15	Zeiger der Ströme und Flussverkettungen während der transienten Vermessung [E4]	99
3.16	$e_{\psi_{\text{Sq}}}$ in Abhängigkeit des gewählten τ_R im gemessenen Arbeitspunkt [E4]	99
3.17	Interpolation und Schätzung von τ_R anhand von $e_{\psi_{\text{Sq}}}$ [E4]	100
3.18	Verläufe von ψ_{Sq} bei unterschiedlichen Rotorzeitkonstanten [S2]	101
3.19	Durch transiente Messung identifiziertes Kennfeld von τ_R [S2]	101

3.20	Stützstellenverteilung für die Vermessung der Flusskennfelder; ausgeschlossener Bereich aufgrund hoher mechanischer Belastung [S2]	104
3.21	Sekanteninduktivität L_h in Abhängigkeit von ψ_{Rd}	107
3.22	Geschätztes Kennfeld von R_R anhand von τ_R	108
4.1	Blockschaltbild des Reglers (grün) mit Flusskennfeldern (pink), Trajektorienplanung und nachgelagerter Oberschwingungskompensation (braun)	109
4.2	Darstellung des vollständigen Regelkreises mit Strommodell für die ASM (blau), Rotorsteller für die FESM (rot)	111
4.3	Nichtlineares Strommodell mit LUTs für R_R und L_h	116
4.4	Zeitlicher Ablauf der Regelung mit Dreieckreferenzsignal des Modulators als Zeitbasis	117
4.5	Strukturbild des Reglers	118
4.6	Prädiktionshorizont der FESM im Flussraum für eine unbestromte Maschine im Stillstand	122
4.7	Sollwert kann im dynamischen Fall nicht innerhalb des Stellintervalls erreicht werden [S1]	123
4.8	Berechnung der ψ_{Rd} -Komponente [S1]	124
4.9	Überprüfen der Stromgrenze und Korrektur	125
4.10	Überprüfen der Stromgrenze und Korrektur im Flussraum	126
4.11	Vergleich von Trajektorien bei verschiedenen Drehzahlen	130
4.12	Kompensation von Modellfehlern und Oberschwingungen mittels RC	137
4.13	Dynamische Trajektorie der FESM im Fluss- und Stromraum	138
4.14	Dynamische Trajektorie der ASM im Fluss- und Stromraum	140
4.15	Abweichungen der ASM-Flusstrajektorie in der d-Achse	141
4.16	Dynamische Trajektorie der ASM im Zeitverlauf	142
4.17	Flussverkettungen und Ströme im Sollwertsprung bei der PSM	144
4.18	Spannungen im Sollwertsprung bei der PSM	145
4.19	Dynamische Trajektorie der SyRM im Fluss- und Stromraum	146
5.1	Maschinenbett und Rotor der FESM	148
5.2	Kennfelder des FESM-Prüflings bei $i_{Rd}=8,7$ A (grün), $i_{Rd}=0$ A (rot) und $i_{Rd}=-8,7$ A (blau)	150
5.3	ASM-Prüfling und Lastmaschine am Maschinenbett	151

5.4	Kennfelder des ASM-Prüflings bei $i_{Rd}=64\text{ A}$ (grün), $i_{Rd}=0\text{ A}$ (rot) und $i_{Rd}=-64\text{ A}$ (blau)	152
5.5	PSM-Prüfling	153
5.6	Kennfelder des PSM-Prüflings	154
5.7	Schematische Darstellung des ETI-SoC-Systems [143]	156
5.8	FESM-Prüfstand mit Leistungselektronik, Signalverarbeitung und Maschinenbett	157
5.9	Blockdiagramm des FESM-Prüfstands	158
5.10	ASM-Prüfstand mit Leistungselektronik, Signalverarbeitung und Maschinenbett	159
5.11	Blockdiagramm des ASM-Prüfstands	160
5.12	PSM-Prüfstand	161
5.13	Blockdiagramm des PSM-Prüfstands	162
6.1	Gemessene dynamische Trajektorie der FESM im Flussraum bei 100 1/min	165
6.2	Gemessene dynamische Trajektorie der FESM im Stromraum bei 100 1/min	166
6.3	Zeitverläufe der gemessenen dynamischen Trajektorie des FESM-Prüflings	167
6.4	Gemessene dynamische Trajektorie der ASM im Stromraum bei 100 1/min	168
6.5	Gemessene dynamische Trajektorie der ASM im Flussraum bei 100 1/min	169
6.6	Zeitverläufe der gemessenen dynamischen Trajektorie des ASM-Prüflings	170
6.7	Gemessene dynamische Trajektorie der PSM im Fluss- und Stromraum bei 100 1/min	171
6.8	Zeitverläufe der gemessenen dynamischen Trajektorie des PSM-Prüflings	172
6.9	Erreichbare Flussänderung pro Stellerintervall bei unterschiedlichen Drehzahlen	173
6.10	Krümmung der Trajektorie bei unterschiedlichen Drehzahlen im statorfesten Flussraum	174
6.11	Anregelzeit der FESM bei verschiedenen Drehzahlen	176
6.12	Anregelzeit der ASM bei verschiedenen Drehzahlen	177

6.13	Anregelzeit der ASM bei verschiedenen Drehzahlen mit konstantem i_{sd}	179
6.14	Krümmung der Trajektorie der PSM bei unterschiedlichen Drehzahlen im statorfesten Flussraum	180
6.15	Anregelzeit der PSM bei verschiedenen Drehzahlen	181
6.16	Drehzahl und Flussverkettung der FESM beim Drehzahlsprung	182
6.17	Ströme und Drehmoment der FESM beim Drehzahlsprung	183
6.18	Messgrößen der ASM bei einem Drehzahlsprung	184
6.19	Drehzahl und Flussverkettungen der PSM bei einem Drehzahlsprung	185
6.20	Ströme und Drehmoment der PSM bei einem Drehzahlsprung	186
6.21	Auswirkungen von Messrauschen bei der PSM im Fluss- und Stromraum	187
6.22	Auswirkungen von Messrauschen auf die d-Achse im Rotor und Stator bei der FESM im Fluss- und Stromraum	189
6.23	Einfluss der Strommessung auf das Stellerrauschen im FESM-Betrieb bei 1200 1/min	190
6.24	Einfluss des Integralanteils bei der FESM [E8]	192
6.25	Kombination von I-Anteil (grün) und RC (gelb) bei 1200 1/min [E8]	193
6.26	FESM: $r_{ \vec{r} }$ -Verbesserung durch RC	195
6.27	Einfluss des 2D-RCs auf die Oberschwingungen [E8]	197
6.28	ASM: $r_{ \vec{r} }$ -Verbesserung durch 1D-RC	198
6.29	ASM: $r_{ \vec{r} }$ -Verbesserung durch 2D-RC	199
6.30	PSM: Einfluss des RCs auf die Oberschwingungen bei 2300 1/min [E8]	200
6.31	PSM: $r_{ \vec{r} }$ -Verbesserung durch RC auf den elektrischen Statorwinkel γ_S	201
6.32	$r_{ \vec{r} }$ -Verbesserung durch RC auf den mechanischen Winkel γ_M	202

Tabellenverzeichnis

2.1	Dimension der Flussabbildung	50
2.2	Übersicht der Nebenbedingungen	50
2.3	Schaltzustände der DBS	61
2.4	Schaltzustände der Vollbrücke	63
4.1	Maschinendaten und Simulationsparameter der FESM	139
4.2	Maschinendaten und Simulationsparameter der ASM	141
4.3	Maschinendaten und Simulationsparameter der PSM	143
4.4	Maschinendaten und Simulationsparameter der SyRM	146
5.1	Kenndaten des in [139] entworfenen FESM-Prüflings	149
5.2	Kenndaten der <i>Siemens 1LE1592-1EB42-1AF4</i> ASM	151
5.3	Kenndaten der modifizierten <i>Nanotec B59M024035R-B3</i>	154

Literaturverzeichnis

Eigene Publikationen

- [E1] L. Geier, J. Stoß, A. Liske und M. Hiller, „Generalized inversion of n-dimensional flux maps for unified nonlinear machine models and predictive control algorithms“, in *2023 IEEE Energy Conversion Congress*, 2023.
- [E2] J. Stoss, P. Mader, L. Geier, A. Karayel, A. Liske und M. Hiller, „Efficient nonlinear modelling of spatial flux harmonics of squirrel cage induction motors using inverse flux maps and static FEA“, in *2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia)*, 17. Mai 2024.
- [E3] J. Stoß, L. Geier, A. Karayel, S. Decker, A. Liske und M. Hiller, „Unified predictive flux control for EESM, IM, PMSM and SyRM“, in *2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, 29. Okt. 2023, S. 5009–5019.
- [E4] J. Stoß, A. Karayel, L. Geier, A. Liske und M. Hiller, „Identification of rotor and stator flux linkage maps of squirrel cage induction motors based on identification of rotor time constant maps“, in *2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe)*, Aalborg, Denmark: IEEE, 4. Sep. 2023, S. 1–11, ISBN: 978-90-75815-41-2.
- [E5] S. Goehner, J. Stoss, M. Brodatzki, B. Bachowsky, A. Liske, J. Kolb und M. Hiller, „Identification of Rotor Position and Current Dependent Flux Linkage Maps for EESMs“, in *2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia)*, Chengdu, China: IEEE, 17. Mai 2024, S. 1996–2003, ISBN: 979-8-3503-5133-0.
- [E6] S. Goehner, J. Stoss, M. Brodatzki, B. Bachowsky, A. Liske, J. Kolb und M. Hiller, „Combining locked rotor and steady state tests for EESM flux linkage identification“, in *2024 IEEE 9th Southern Power Electronics Conference (Spec)*, Brisbane, Australia: IEEE, 2. Dez. 2024, S. 1–6, ISBN: 979-8-3503-5115-6.

- [E7] A. Liske, L. A. Geier, A. Oerder, B. Schmitz-Rode und J. Stoß, „Tutorial: Methods to identify & control highly non-linear three-phase machines“, 2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) (Phoenix, AZ, USA), 2024.
- [E8] J. Stoß, M. Hiller und A. Liske, „Extension of unified predictive flux control through harmonic compensation for EESM, IM, PMSM and SyRM“, in *2025 IEEE 10th Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, (Johannesburg, South Africa, 1.–4. Dez. 2025), IEEE, 1. Dez. 2025, S. 1–8, ISBN: 979-8-3315-7188-7.
- [E9] J. Stoß, P. Mader, S. Goehner, L. Geier, M. Brodatzki, M. Hiller und A. Liske, „2D repetitive PI control for enhanced harmonic current suppression in induction machines“, in *2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (Ecce)*, Phoenix, AZ, USA: IEEE, 20. Okt. 2024, 5918–5924a, ISBN: 979-8-3503-7606-7.
- [E10] S. Goehner, J. Stoss, M. Brodatzki, B. Bachowsky, A. Liske, J. Kolb und M. Hiller, „New Current Control Strategy for EESMs Based on the Magnetic Equivalent Circuit with Dynamic Decoupling of the d- and e-Axis“, in *2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP)*, Florianopolis, Brazil: IEEE, 2023, S. 1–8.
- [E11] L. Geier, J. Stoß, A. Liske und M. Hiller, „Analysis of time optimal control strategies for electrically excited synchronous machines using dynamic optimization“, in *2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (Ecce)*, Phoenix, AZ, USA: IEEE, 20. Okt. 2024, S. 6321–6328, ISBN: 979-8-3503-7606-7.
- [E12] L. Geier, S. Goehner, J. Stoss, A. Liske und M. Hiller, „A novel highly dynamic torque control scheme for electrically excited synchronous machines“, in *2024 IEEE 9th Southern Power Electronics Conference (Spec)*, Brisbane, Australia: IEEE, 2. Dez. 2024, S. 1–7, ISBN: 979-8-3503-5115-6.
- [E13] 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 21st European*

- Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Genova, Italy: IEEE, Sep. 2019, P.1–P.10, ISBN: 978-90-75815-31-3.
- [E14] J. Stoß, C. Wurster, N. Menger, M. Brodatzki, A. Liske und M. Hiller, „Design guideline for PCB integrated, high bandwidth, current slope sensing based on a planar Rogowski coil“, in *2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe)*, (Online, 6.–10. Sep. 2021), IEEE, 3. Mai 2021, S. 1–10, ISBN: 978-90-75815-37-5.
- [E15] J. Stoß, B. Schmitz-Rode, P. Steimel, H. Aouadi, A. Liske und M. Hiller, „Angle-dependent identification of PMSM HF-parameters with large bandwidth based on switching harmonics of a 2-level inverter“, in *2022 IEEE 7th Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, 2022.
- [E16] J. Stoß, S. Frank, N. Menger, F. Sommer, M. Gast, S. Decker, A. Liske 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 Digital Days 2021 : International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, online: VDE Verlag, 2021.
- [E17] S. Scheuermann, M. Doppelbauer, B. Hagemann, A. Jarosz, J. Kett und J. Stoß, „Development of a bearing test bench to investigate root causes of bearing current damages“, in *2023 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, San Francisco, CA, USA: IEEE, 15. Mai 2023, S. 1–5.
- [E18] B. Bachowsky, J. Stoß, M. Brodbeck, A. Liske und M. Hiller, „Gradient based hysteresis current control – a parameter-free current control method for highly utilized PMSM drives“, in *2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia)*, Chengdu, China: IEEE, 17. Mai 2024, S. 2056–2063.
- [E19] J. Stoß, B. Schmitz-Rode, L. Niklaus, A. Liske und M. Hiller, „Hybrid torque sensing concept for high frequency and dynamic torque ripple measurements for brushless dc motors“, in *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA: IEEE, 9. Okt. 2022, S. 1–7, ISBN: 978-1-7281-9387-8.

- [E20] S. Goehner u. a., „A Modular Rapid Prototyping Test Bench Platform for Accelerated Electric Drive Research“, in *PCIM Conference 2025; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2025, S. 971–980.

Betreute studentische Arbeiten

- [S1] L. Geier, *Entwicklung einer einheitlichen modellbasierten Trajektorienregelung für dreiphasige (Synchron-) Maschinen*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2022.
- [S2] A. Karayel, *Entwicklung einer hochdynamischen Regelung für Asynchronmaschinen*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2021.
- [S3] P. Mader, *Entwicklung einer winkelabhängigen Vermessung und Modellierung von Asynchronmaschinen*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2023.
- [S4] S. Göhner, *Entwicklung einer winkelabhängigen Vermessung für fremderregte Synchronmaschinen*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2022.
- [S5] N. Bihr, *Erfassung hochfrequenter Drehmomentanteile durch eine neuartige Regelungsstrategie*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2023.
- [S6] M. Brodbeck, *Automatisierte Parameteridentifikation von elektrischen Maschinen*, Bachelorthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2021.
- [S7] I. Fortuzi, *Entwurf, Inbetriebnahme und Regelung eines DC/DC-Wandlers für den Leistungselektronik Workshop*, Bachelorthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2020.
- [S8] M. Gast, *Aufbau und Inbetriebnahme des neuen Motorprüfstandes "cLab Power"*, Bachelorthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2021.
- [S9] M. Gil Ricko, *Entwurf Inbetriebnahme und Regelung eines DC/DC-Wandlers für den Leistungselektronik Workshop*, Bachelorthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2019.
- [S10] F. Hermann, *Entwicklung, Aufbau, Inbetriebnahme und Validierung eines neuen universellen 24-Bit Gebers für hochgenaue Winkelmessungen*, 2023.
- [S11] C. Hirsch, *Entwicklung eines Drehmomentbeobachters auf Basis eines winkelabhängigen Maschinenmodells*, Bachelorthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2021.

- [S12] L. Niklaus, *Entwicklung, Aufbau und Inbetriebnahme eines Prüfstands zur hochfrequenten Drehmomentmessung*, Bachelorthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2020.
- [S13] H. Aouadi, *Entwicklung eines Online Verlustbeobachters zur Drehmomentschätzung*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2022.
- [S14] S. Bahl-Fritz, *Entwicklung, Aufbau und Inbetriebnahme eines neuen SiC-Kompaktstromrichters und Design der zugehörigen Netz- und EMV-Filter*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2022.
- [S15] P. Cujic, *Inbetriebnahme eines modularen Prüfstands zur Vermessung von Traktionsantrieben für die Elektromobilität*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2022.
- [S16] S. R. Frank, *Entwicklung einer hochintegrierten modularen Umrichterplattform mit SiC-MOSFETs*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2020.
- [S17] J. Meßmer, *Online-Parameteridentifikation von PMSMs unter Anwendung eines Model-Reference-Adaptive-System*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2022.
- [S18] P. Steimel, *Entwicklung und Validierung eines dynamischen PSM Maschinenmodells unter Berücksichtigung hochfrequenter Verlustanteile*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2021.
- [S19] H. Wu, *Entwicklung und Analyse eines neuen Konzepts für eine Regelung in α/β -Koordinaten für ein Active Front End mit SiC MOSFETs*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2020.
- [S20] C. Wurster, *Auslegung, Entwurf und Inbetriebnahme eines Kleinspannungs-Kompaktumrichtersystems*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2021.
- [S21] M. Brodbeck, *Untersuchung direkter Selbstregelungsverfahren zur Regelung nichtlinearer permanentmagneterregter Synchronmaschinen*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2023.
- [S22] A. Griebbaum, *Untersuchung der Modellbildung und Regelung elektrischer Synchronmaschinen mittels magnetischer Koenergie*, Masterthesis, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), 2025.

Fremdliteratur

- [1] T. Gemaßmer, „Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten“, 2015, ISBN: 978-3-7315-0366-8.
- [2] S. Morimoto, Y. Takeda und H. Murakami, „Electric Motors for Home Applications – Development of Environment-Friendly Electric Motors“, *EPE Journal*, Jg. 14, Nr. 1, S. 24–30, Feb. 2004, ISSN: 0939-8368, 2376-9319.
- [3] A. R. Nejad u.a., „Wind turbine drivetrains: State-of-the-art technologies and future development trends“, *Wind Energy Science*, Jg. 7, Nr. 1, S. 387–411, 21. Feb. 2022, ISSN: 2366-7451.
- [4] J. Richter, „Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen“, Karlsruher Institut für Technologie, 2016, ISBN: 978-3-7315-0555-6.
- [5] S. Bozhko, S. Dymko, S. Kovbasa und S. M. Peresada, „Maximum Torque-per-Amp Control for Traction IM Drives: Theory and Experimental Results“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 53, Nr. 1, S. 181–193, Jan. 2017, ISSN: 0093-9994, 1939-9367.
- [6] G. Dilevrano, P. Ragazzo, S. Ferrari, G. Pellegrino und T. Burrell, „Magnetic, Thermal and Structural Scaling of Synchronous Machines“, in *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA: IEEE, 9. Okt. 2022, S. 1–8, ISBN: 978-1-7281-9387-8.
- [7] M. Gierczynski und L. M. Grzesiak, „Comparative Analysis of the Steady-State Model Including Non-Linear Flux Linkage Surfaces and the Simplified Linearized Model when Applied to a Highly-Saturated Permanent Magnet Synchronous Machine—Evaluation Based on the Example of the BMW i3 Traction Motor“, *Energies*, Jg. 14, Nr. 9, S. 2343, 21. Apr. 2021, ISSN: 1996-1073.
- [8] Y. Kim und K. Nam, „Copper-Loss-Minimizing Field Current Control Scheme for Wound Synchronous Machines“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 32, Nr. 2, S. 1335–1345, Feb. 2017, ISSN: 0885-8993, 1941-0107.

- [9] J. Tang, B. Jiang, L. Boscaglia, H. Chen und Y. Liu, „Observations of Field Current and Field Winding Temperature in Electrically Excited Synchronous Machines with Brushless Excitation“, in *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Valencia, Spain: IEEE, 5. Sep. 2022, S. 841–847, ISBN: 978-1-6654-1432-6.
- [10] L. Tolosano, E. Armando, S. Rubino, F. Mandrile und R. Bojoi, „Experimental Identification of Induction Machine Flux Maps for Traction Applications“, in *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA: IEEE, 9. Okt. 2022, S. 1–8, ISBN: 978-1-7281-9387-8.
- [11] D. Drexler, A. Kampker, H. Born, M. Nankemann, S. Hartmann und T. Kulawik, „Advances in electric motors: A review and benchmarking of product design and manufacturing technologies“, *e+i Elektrotechnik und Informationstechnik*, Jg. 142, Nr. 5, S. 312–345, Aug. 2025, ISSN: 0932-383X, 1613-7620.
- [12] J. De Santiago, H. Bernhoff, B. Ekergr ard, S. Eriksson, S. Ferhatovic, R. Waters und M. Leijon, „Electrical Motor Drivelines in Commercial All-Electric Vehicles: A Review“, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Jg. 61, Nr. 2, S. 475–484, Feb. 2012, ISSN: 0018-9545, 1939-9359.
- [13] A. M. Bazzi, „Electric Machines and Energy Storage Technologies in EVs and HEVs for over a Century“, in *2013 International Electric Machines & Drives Conference*, Chicago, IL, USA: IEEE, Mai 2013, S. 212–219.
- [14] B. Bilgin und A. Sathyan, „Fundamentals of Electric Machines“, in *Advanced Electric Drive Vehicles*, A. Emadi, Hrsg., CRC Press Boca Raton, FL, 2014, S. 107–186.
- [15] M. Oh und I. Husain, „Optimal Torque Distribution of Dual-Motor All-Wheel Drive Electric Vehicles for Maximizing Motor Energy Efficiency“, in *2021 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, Chicago, IL, USA: IEEE, 21. Juni 2021, S. 188–193, ISBN: 978-1-7281-7583-6.

-
- [16] T. Gundogdu, Z.-Q. Zhu und C. C. Chan, „Comparative Study of Permanent Magnet, Conventional, and Advanced Induction Machines for Traction Applications“, *World Electric Vehicle Journal*, Jg. 13, Nr. 8, S. 137, 28. Juli 2022, ISSN: 2032-6653.
- [17] „Critical minerals shortages: A looming threat to EV industry“, S&P Automotive Insights. (1. Mai 2025), Adresse: <https://www.spglobal.com/automotive-insights/en/blogs/2025/05/critical-minerals-shortages-looming-threat-ev-industry> (besucht am 29. 05. 2025).
- [18] „Preisentwicklung - Seltene Erden“, Adresse: <https://selteneerde.n.de/preisentwicklung/> (besucht am 22. 08. 2024).
- [19] K. Inagaki, R. McMorro und J. Leahy, „China Demands Sensitive Information for Rare Earth Exports, Companies Warn“, *Financial Times*, 12. Juni 2025.
- [20] J. Tang, *Design and Control of Electrically Excited Synchronous Machines for Vehicle Applications*. Göteborg: Chalmers University of Technology, 2021, 173 S., ISBN: 978-91-7905-466-3.
- [21] M. Murataliyev, „Novel Sizing and Modeling Techniques for Synchronous Reluctance Machines“, University of Nottingham, Nottingham, Juli 2021.
- [22] F. Blaschke, „Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine“, 1973.
- [23] 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, Juli 1929, ISSN: 2330-9431.
- [24] O. Föllinger, *Regelungstechnik: Einführung in Die Methoden Und Ihre Anwendung*, 13., überarbeitete Auflage. Berlin Offenbach: VDE Verlag GmbH, 2022, 452 S., ISBN: 978-3-8007-5518-9.
- [25] I. Takahashi und T. Noguchi, „A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. IA-22, Nr. 5, S. 820–827, Sep. 1986, ISSN: 0093-9994.
- [26] M. Depenbrock, „Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 3, Nr. 4, S. 420–429, Okt. 1988, ISSN: 0885-8993, 1941-0107.

- [27] L. Zhong, M. Rahman, W. Hu und K. Lim, „Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 12, Nr. 3, S. 528–536, Mai 1997, ISSN: 0885-8993, 1941-0107.
- [28] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra und A. Tani, „FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 17, Nr. 5, S. 779–787, Sep. 2002, ISSN: 0885-8993, 1941-0107.
- [29] A. Veltman und P. van den Bosch, „A universal method for modelling electrical machines“, 1991 Fifth International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 341), London, UK, 11.–13. Sep. 1991, ISBN: 0-85296-520-6.
- [30] C. Lascu, I. Boldea und F. Blaabjerg, „The Torque Vector Controlled (TVC) Universal AC Drive, Implementation Aspects“, in *Proceedings of the 6th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments*, Bd. 2, Brasov, Romania: IEEE, 1998, S. 369–374, ISBN: 978-973-98511-2-1.
- [31] L. Harnefors, M. Jansson, R. Ottersten und K. Pietilainen, „Unified sensorless vector control of synchronous and induction motors“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 50, Nr. 1, S. 153–160, Feb. 2003, ISSN: 0278-0046.
- [32] I. Boldea, M. C. Paicu und G.-D. Andreescu, „Active Flux Concept for Motion-Sensorless Unified AC Drives“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 23, Nr. 5, S. 2612–2618, Sep. 2008, ISSN: 0885-8993.
- [33] G. Pellegrino, R. Bojoi und P. Guglielmi, „Unified Direct-Flux Vector Control for AC motor drives“, in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sep. 2010, S. 1150–1157.
- [34] G. Pellegrino, R. I. Bojoi und P. Guglielmi, „Unified Direct-Flux Vector Control for AC Motor Drives“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 47, Nr. 5, S. 2093–2102, Sep. 2011, ISSN: 0093-9994, 1939-9367.
- [35] S. Rubino, L. Tolosano, F. Mandrile, E. Armando und R. Bojoi, „Flux polar control (FPC): A unified torque controller for AC motor drives“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 59, Nr. 4, S. 4140–4163, Juli 2023, ISSN: 0093-9994.

-
- [36] M. B. Shahid, W. Jin, M. A. Abbasi, A. R. B. Husain, H. M. Munir, M. Hassan, A. Flah, A. S. E. Souissi und T. A. H. Alghamdi, „Model predictive control for energy efficient AC motor drives: An overview“, *IET Electric Power Applications*, Jg. 18, Nr. 12, S. 1894–1920, Dez. 2024, issn: 1751-8660, 1751-8679.
- [37] J. Richter, T. Gemaßmer und M. Doppelbauer, „Predictive current control of saturated cross-coupled permanent magnet synchronous machines“, 2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2014), Ischia, Italy: IEEE, Juni 2014, S. 830–835.
- [38] A. Brosch, O. Wallscheid und J. Böcker, „Time-Optimal Model Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Considering Current and Torque Constraints“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 38, Nr. 7, S. 7945–7957, Juli 2023, issn: 1941-0107.
- [39] P. Winzer, J. Richter und M. Doppelbauer, „Dynamic control of generalized electrically excited synchronous machines using predictive flux control“, in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, 2016, S. 2772–2777, ISBN: 978-1-5090-3474-1.
- [40] T. Geyer und G. Papafotiou, „Direct Torque Control for Induction Motor Drives: A Model Predictive Control Approach Based on Feasibility“, in *Hybrid Systems: Computation and Control*, M. Morari und L. Thiele, Hrsg., bearb. von D. Hutchison u. a., Bd. 3414, Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2005, S. 274–290, ISBN: 978-3-540-25108-8.
- [41] R. Fischer und E. Nolle, *Elektrische Maschinen: Aufbau, Wirkungsweise Und Betriebsverhalten* (Hanser eLibrary), 18., neu bearbeitete Auflage. München: Hanser, 2022, 519 S., ISBN: 978-3-446-46938-9.
- [42] A. M. El-Refaie und M. R. Shah, „Comparison of induction machine performance with distributed and fractional-slot concentrated windings“, in *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Okt. 2008, S. 1–8.

- [43] H. Toliyat, T. Lipo und J. White, „Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. I. Motor analysis“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Jg. 6, Nr. 4, S. 679–683, Dez. 1991, issn: 1558-0059.
- [44] A. Liske, „Neue Methode zur Bestimmung und Beschreibung der taktfrequenten Stromsteigungen in Drehstromsynchronmaschinen“, 2022.
- [45] Y. Dong, K. Jing, H. Sun und Y. Zheng, „Discrete current control strategy of permanent magnet synchronous motors“, *Journal of Applied Mathematics*, Jg. 2013, S. 1–9, 2013, issn: 1110-757X, 1687-0042.
- [46] C. Wu, P. Cheng, H. Nian und F. Blaabjerg, „Rotor Current Oriented Control Method of DFIG-DC System Without Stator Side Sensors“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 67, Nr. 11, S. 9958–9962, Nov. 2020, issn: 1557-9948.
- [47] M. M. Brodatzki, „Ein referenzmodellbasiertes Verfahren zur Ermittlung von Rotorposition und Drehzahl einer permanentmagneterregten Synchronmaschine“, Prüfungsdatum: 2022-08-10, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Karlsruhe, 22. März 2023, vii, 179.
- [48] K. Hasse, *Zur Dynamik Drehzahl geregelter Antriebe Mit Stromrichter gespeisten Asynchron-Kurzschlußläufermaschinen*. Technische Hochschule Darmstadt, 1969.
- [49] R. W. De Doncker, D. W. J. Pulle und A. Veltman, *Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control* (Power Systems), Second edition. Cham: Springer, 2020, 419 S., ISBN: 978-3-030-48977-9.
- [50] A. Binder, *Elektrische Maschinen Und Antriebe: Grundlagen, Betriebsverhalten*, 2. Aufl. 2017. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2018, 1287 S., ISBN: 978-3-662-53241-6.
- [51] H. Späth, *Leistungsbegriffe Für Ein- Und Mehrphasensysteme*, 2. Auflage. VDE Verlag, 2012, ISBN: 978-3-8007-3449-8.
- [52] S. H. Decker, „Modellbildung und Parameteridentifikation von permanentmagneterregten Synchronmaschinen kleiner Leistung in Dreieckschaltung“, 2021.
- [53] E. Clarke, „Problems solved by modified symmetrical components, part I“, *General Electric Review*, Jg. 41, Nr. 11, S. 488–494, Nov. 1938.

-
- [54] 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, Dez. 2019, ISSN: 0885-8969.
- [55] P. Landsmann, „Sensorless Control of Synchronous Machines by Linear Approximation of Oversampled Current“, Technischen Universität München, München, Juni 2014.
- [56] M. Schiefer, „Indirekte Wicklungskühlung hochausgenutzter permanenterregter Synchronmaschinen mit Zahnspulenwicklung“, 2017.
- [57] A. Varatharajan, D. Brunelli, S. Ferrari, P. Pescetto und G. Pellegrino, „syreDrive: Automated Sensorless Control Code Generation for Synchronous Reluctance Motor Drives“, in *2021 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2021, S. 192–197.
- [58] A. Munoz und T. Lipo, „Complex vector model of the squirrel-cage induction machine including instantaneous rotor bar currents“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 35, Nr. 6, S. 1332–1340, Dez. 1999, ISSN: 0093-9994.
- [59] H. Späth, *Elektrische Maschinen: Eine Einführung in Die Theorie Des Betriebsverhaltens* (Hochschultext). Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 1973, 221 S., ISBN: 978-3-540-06349-0.
- [60] M. Janaszek, „EXTENDED CLARKE TRANSFORMATION FOR n-PHASE SYSTEMS“, *Proceedings of Electrotechnical Institute*, Jg. 63, Nr. 0, S. 5–26, 15. Dez. 2016, ISSN: 0032-6216.
- [61] M. Carbonieri, N. Bianchi und L. Alberti, „Direct Analysis of Induction Motor Using Finite Element“, in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Portland, OR, USA: IEEE, Sep. 2018, S. 277–283, ISBN: 978-1-4799-7312-5.
- [62] D. Troncon, M. Carbonieri, L. Alberti und N. Bianchi, „Measures and Simulations of Induction Machines Flux Linkage Characteristics Based on Rotor Field Orientation“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 57, Nr. 5, S. 4686–4693, Sep. 2021, ISSN: 0093-9994, 1939-9367.

- [63] H. H. Woodson und J. R. Melcher, *Electromechanical Dynamics. 1: Discrete Systems*. New York: Wiley, 1968, ISBN: 978-0-471-95985-4.
- [64] R. K. P. Zia, E. F. Redish und S. R. McKay, „Making sense of the Legendre transform“, *American Journal of Physics*, Jg. 77, Nr. 7, S. 614–622, 1. Juli 2009, ISSN: 0002-9505, 1943-2909.
- [65] N. Sadowski, Y. Lefevre, M. Lajoie-Mazenc und J. Cros, „Finite Element Torque Calculation in Electrical Machines While Considering the Movement“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 28, Nr. 2, S. 1410–1413, März 1992, ISSN: 00189464.
- [66] K. A. Seeler, *System Dynamics: An Introduction for Mechanical Engineers*. New York, NY: Springer New York, 2014, ISBN: 978-1-4614-9151-4.
- [67] S. Decker, S. Foitzik, F. Rehm, M. Brodatzki, C. Rollbuhler, J. Kolb und M. Braun, „DQ0 Modelling and Parameterization of Small Delta Connected PM Synchronous Machines“, in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Gothenburg, Sweden: IEEE, 23. Aug. 2020, S. 144–150, ISBN: 978-1-7281-9945-0.
- [68] 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, Nov. 2017, ISSN: 0093-9994, 1939-9367.
- [69] S. Li, D. 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, Sep. 2017, ISSN: 2332-7782.
- [70] M. Bodson, *Models of Electric Machines*. Independently published, 2022, ISBN: 979-8-5426-7594-7.
- [71] D. Krahe, J. Kolb und M. Doppelbauer, „On the Influence of Eccentricities on Flux Linkages of Permanent Magnet Synchronous Machines“, in *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Valencia, Spain: IEEE, 5. Sep. 2022, S. 710–716, ISBN: 978-1-6654-1432-6.

-
- [72] S. Goehner, J. Kesten, S. Frank, M. Doppelbauer, M. Hiller und A. Liske, „Challenges in manufacturing and identification of rare earth free synchronous machines“, in *Elektromechanische Antriebssysteme 2025, Electromechanical Drive Systems 2025, Tagungsband der 10. Fachtagung*, (München, Deutschland, 8.–9. Okt. 2025), Ser. ETG-Fachbericht, VDE Verlag, 20. Nov. 2025, S. 20–26, ISBN: 978-3-8007-6612-3.
- [73] J. Richter, A. Dollinger und M. Doppelbauer, „Iron loss and parameter measurement of permanent magnet synchronous machines“, in *2014 XXI International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, Germany: IEEE, Sep. 2014, S. 1635–1641, ISBN: 978-1-4799-4389-0.
- [74] H. Ahn, H. Park, C. Kim und H. Lee, „A review of state-of-the-art techniques for PMSM parameter identification“, *Journal of Electrical Engineering and Technology*, Jg. 15, Nr. 3, S. 1177–1187, Mai 2020, ISSN: 1975-0102, 2093-7423.
- [75] 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, 13. Okt. 2020.
- [76] J. Lee, Y.-C. Kwon und S.-K. Sul, „Identification of IPMSM flux-linkage map for high-accuracy simulation of IPMSM drives“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 36, Nr. 12, S. 14 257–14 266, Dez. 2021, ISSN: 0885-8993, 1941-0107.
- [77] F. Mink, N. Kubasiak, B. Ritter und A. Binder, „Parametric model and identification of PMSM considering the influence of magnetic saturation“, in *2012 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (Optim)*, Brasov, Romania: IEEE, Mai 2012, S. 444–452.
- [78] A. Oerder, S. Goehner, A. Liske und M. Hiller, „Extracting spatial harmonic flux linkages from an unstructured measurement of a PMSM“, in *2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (Ecce)*, Phoenix, AZ, USA: IEEE, 20. Okt. 2024, S. 6070–6072, ISBN: 979-8-3503-7606-7.

- [79] E. Armando, R. I. Bojoi, P. Guglielmi, G. Pellegrino und M. Pastorelli, „Experimental Identification of the Magnetic Model of Synchronous Machines“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 49, Nr. 5, S. 2116–2125, Sep. 2013, ISSN: 0093-9994, 1939-9367.
- [80] X. Gu, B. Zhang, Z. Wang, X. Jin, G. Zhang und Z. Lin, „Torque Ripple Suppression Strategy Based on Online Identification of Flux Linkage Harmonics“, *Electronics*, Jg. 14, Nr. 11, S. 2174, 27. Mai 2025, ISSN: 2079-9292.
- [81] A. Bojoi, P. Pescetto, S. Ferrari und G. Pellegrino, „Experimental Identification of the Dq0 Flux Maps of Synchronous Machines“, in *2024 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Torino, Italy: IEEE, 1. Sep. 2024, S. 1–7, ISBN: 979-8-3503-7060-7.
- [82] 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, Sep. 2003, ISSN: 0093-9994.
- [83] Q. Wang, G. Zhang, G. Wang, C. Li und D. Xu, „Offline parameter self-learning method for general-purpose PMSM drives with estimation error compensation“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 34, Nr. 11, S. 11 103–11 115, Nov. 2019, ISSN: 0885-8993, 1941-0107.
- [84] C. Rollbühler, „Analyse der Verlustbestimmung permanentmagneterregter Synchronmaschinen für die Elektromobilität“, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2023.
- [85] G. Bertotti, „General properties of power losses in soft ferromagnetic materials“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 24, Nr. 1, S. 621–630, Jan. 1988, ISSN: 0018-9464, 1941-0069.
- [86] S. L. Kellner, M. Seilmeier und B. Piepenbreier, „Impact of iron losses on parameter identification of permanent magnet synchronous machines“, in *2011 1st International Electric Drives Production Conference*, Nuremberg, Germany: IEEE, Sep. 2011, S. 11–16.
- [87] IEEE, „IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators: IEEE Standard 112-2017 Revis. IEEE Standard 112-2004“, IEEE, Piscataway, NJ, USA, 14. Feb. 2018.

-
- [88] J. Kullick und C. M. Hackl, „Nonlinear Modeling, Identification, and Optimal Feedforward Torque Control of Induction Machines Using Steady-State Machine Maps“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 70, Nr. 1, S. 211–221, Jan. 2023, ISSN: 0278-0046.
- [89] S. Goehner, M. Brodatzki, A. Liske, M. Hiller und J. Kolb, „“True-MTPL” – A New Optimization Method for Minimum Loss Operation of PMSM Drives“, in *Elektromechanische Antriebssysteme 2023. Hrsg.: A. Binder*, Berlin: VDE Verlag, 2023, ISBN: 978-3-8007-6152-4.
- [90] E. Rashad, T. Radwan und M. Rahman, „A Maximum Torque per Ampere Vector Control Strategy for Synchronous Reluctance Motors Considering Saturation and Iron Losses“, in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, Bd. 4, Seattle, WA, USA: IEEE, 2004, S. 2411–2417, ISBN: 978-0-7803-8486-6.
- [91] E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti und M. Pastorelli, „Iron loss in rotor-flux-oriented induction machines: Identification, assessment of detuning, and compensation“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 11, Nr. 5, S. 698–709, Sep. 1996, ISSN: 0885-8993.
- [92] J. Richter, T. Lannert, T. Gemassmer und M. Doppelbauer, „Mitigation of Current Harmonics in Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Machines with Nonlinear Magnetics“, *Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, S. 1–8, 2015.
- [93] S. Haehnlein, J. P. Degel, C. Kloeffer und M. Doppelbauer, „Current Harmonics Control Algorithm for inverter-fed Nonlinear Synchronous Electrical Machines“, in *2023 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, San Francisco, CA, USA: IEEE, 15. Mai 2023, S. 1–6, ISBN: 979-8-3503-9899-1.
- [94] J. Böcker, S. Beineke und A. Bähr, „On the control bandwidth of servo drives“, in *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, (Barcelona, Spain, 8.–10. Sep. 2009), IEEE, 2009, S. 1–10, ISBN: 978-1-4244-4432-8.

- [95] J. Lundgren, „SPLINEFIT“, MATLAB Central File Exchange. (2025), Adresse: <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/71225-splinefit> (besucht am 24.03.2025).
- [96] T. H. Morgan, W. E. Brown und A. J. Schumer, „Reverse-rotation test for the determination of stray load loss in induction machines“, *Electrical Engineering*, Jg. 58, Nr. 7, S. 319–324, Juli 1939, issn: 0095-9197, 2376-7804.
- [97] D. Schröder und J. Böcker, Hrsg., *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen*, 5. Aufl. 2021, neu bearb. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2021, 1625 S., ISBN: 978-3-662-62700-6.
- [98] L. Niu, X. Liu, Y. Wang, A. K. Gupta und J. Zhai, „Induction machine rotor time constant identification using bisection search method“, in *2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, Singapore: IEEE, Nov. 2016, S. 3648–3652, ISBN: 978-1-5090-2597-8.
- [99] W. Zägelein, „Drehzahlregelung des Asynchronmotors unter Verwendung eines Beobachters mit geringer Parameterempfindlichkeit“, Dissertation, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 1984.
- [100] J. Kullick und C. M. Hackl, „Generic machine identification and maximum efficiency operation of induction machines“, *ArXiv*, Jg. abs/1812.02431, 2018.
- [101] J. Tang, Y. Yang, F. Blaabjerg, J. Chen, L. Diao und Z. Liu, „Parameter Identification of Inverter-Fed Induction Motors: A Review“, *Energies*, Jg. 11, Nr. 9, S. 2194, 22. Aug. 2018, issn: 1996-1073.
- [102] T.-V. Tran und E. Nègre, „Efficient Estimator of Rotor Temperature Designing for Electric and Hybrid Powertrain Platform“, *Electronics*, Jg. 9, Nr. 7, S. 1096, 4. Juli 2020, issn: 2079-9292.
- [103] M. Bremer, A. Langheck und M. Doppelbauer, „A Novel Control Method to Reduce Torque Harmonics Using Harmonic Current Injection“, in *2023 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, San Francisco, CA, USA: IEEE, 15. Mai 2023, S. 1–7, ISBN: 979-8-3503-9899-1.

-
- [104] M. Harries, M. Hensgens und R. W. De Doncker, „Noise Reduction Via Harmonic Current Injection for Concentrated-Winding Permanent Magnet Synchronous Machines“, in *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Jeju: IEEE, Okt. 2018, S. 1157–1162, ISBN: 978-89-86510-20-1.
- [105] A. Langheck, D. Stretz, J. Zhou, T. Rittgerott, J. Kolb und M. Doppelbauer, „Harmonic Current Injection for Torque Ripple Reduction with Optimum Current Trajectory for Minimum Induced Voltage“, in *2021 22nd IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Valencia, Spain: IEEE, 10. März 2021, S. 190–197, ISBN: 978-1-7281-5730-6.
- [106] P. Pellerey, G. Favennec, V. Lanfranchi und G. Friedrich, „Active Reduction of Electrical Machines Magnetic Noise by the Control of Low Frequency Current Harmonics“, in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, QC, Canada: IEEE, Okt. 2012, S. 1654–1659.
- [107] T. H. Pham und P. Wendling, „Current Harmonics Injection Table to Minimize Torque Ripples for Electric Powertrain Interior Permanent Magnet Motor Over Maximum Torque-Speed Curve“, in *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Detroit, MI, USA: IEEE, Juni 2019, S. 1–6, ISBN: 978-1-5386-9310-0.
- [108] R. Marino, P. Tomei und C. M. Verrelli, „A New Flux Observer for Induction Motors with On-Line Identification of Load Torque and Resistances“, *IFAC Proceedings Volumes*, Jg. 44, Nr. 1, S. 6172–6177, Jan. 2011, ISSN: 14746670.
- [109] Jooho Song, Kyo-Beum Lee, Joong-Ho Song, Ick Choy und Kwang-Bae Kim, „Sensorless Vector Control of Induction Motor Using a Novel Reduced-Order Extended Luenberger Observer“, in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, Bd. 3, Rome, Italy: IEEE, 2000, S. 1828–1834, ISBN: 978-0-7803-6401-1.
- [110] Kyo-Beum Lee und F. Blaabjerg, „Reduced-Order Extended Luenberger Observer Based Sensorless Vector Control Driven by Matrix Converter with Nonlinearity Compensation“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 53, Nr. 1, S. 66–75, Feb. 2006, ISSN: 0278-0046.

- [111] A. V. Ravi Teja, V. Verma und C. Chakraborty, „A New Formulation of Reactive-Power-Based Model Reference Adaptive System for Sensorless Induction Motor Drive“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 62, Nr. 11, S. 6797–6808, Nov. 2015, ISSN: 0278-0046, 1557-9948.
- [112] I. Benlaloui, S. Drid, L. Chrifi-Alaoui und M. Ouriagli, „Implementation of a New MRAS Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Jg. 30, Nr. 2, S. 588–595, Juni 2015, ISSN: 0885-8969, 1558-0059.
- [113] M. S. Zaky und M. K. Metwaly, „Improved MRAS observer with rotor flux correction terms and FLC-based adaptive law for sensorless induction motor drives“, *Scientific Reports*, Jg. 15, Nr. 1, S. 14 769, 28. Apr. 2025, ISSN: 2045-2322.
- [114] Chia-Jui Chiang, Yen-Kai Wang und Wei-Te Cheng, „EKF-based Rotor and Stator Resistance Estimation in Speed Sensorless Control of Induction Motors“, in *2012 American Control Conference (ACC)*, Montreal, QC: IEEE, Juni 2012, S. 1174–1179.
- [115] Y. Feng, M. Zhou, H. Shi und X. Yu, „Flux Estimation of Induction Motors Using High-Order Terminal Sliding-Mode Observer“, in *Proceedings of the 10th World Congress on Intelligent Control and Automation*, Beijing, China: IEEE, Juli 2012, S. 1860–1863.
- [116] Lihang Zhao, Jin Huang, He Liu, Bingnan Li und Wubin Kong, „Second-Order Sliding-Mode Observer With Online Parameter Identification for Sensorless Induction Motor Drives“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 61, Nr. 10, S. 5280–5289, Okt. 2014, ISSN: 0278-0046, 1557-9948.
- [117] P. Jansen und R. Lorenz, „A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 30, Nr. 1, S. 101–110, Feb. 1994, ISSN: 00939994.
- [118] Y. Xu, C. Morito und R. D. Lorenz, „Accurate discrete-time modeling for improved torque control accuracy for induction machine drives at very low sampling-to-fundamental frequency ratios“, in *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Detroit, MI, USA: IEEE, Juni 2019, S. 1–6, ISBN: 978-1-5386-9310-0.

- [119] C. Sheng, Q. Wang, T. Su und H. Wang, „Induction motor torque closed-loop vector control system based on flux observation and harmonic current suppression“, *Control Engineering Practice*, Jg. 142, S. 105 755, Jan. 2024, ISSN: 0967-0661.
- [120] S. Dutta, A. Yoo, Y. Shi und V. C. Peddi, „A comparison of induction machine rotor flux observers in stationary reference frame for rotor flux position estimation“, in *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA: IEEE, 9. Okt. 2022, S. 1–8, ISBN: 978-1-7281-9387-8.
- [121] S. Decker, J. Richter und M. Braun, „Predictive current control and online parameter identification of interior permanent magnet synchronous machines“, in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Karlsruhe: IEEE, Sep. 2016, S. 1–10, ISBN: 978-90-75815-24-5.
- [122] F. Mink, A. Bahr und S. Beineke, „Self-commissioning feedforward control for industrial servo drive“, in *Electric Drives Joint Symposium (ELECTROMOTION)*, Lillie, France: IEEE, Juli 2009, S. 1–6, ISBN: 978-1-4244-5150-0.
- [123] A. Oerder, A. Liske und M. Hiller, „Online Identification of Nonlinear Flux Linkages Using Neural Networks for Highly Utilized PMSMs“, in *2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Nashville, TN, USA: IEEE, 29. Okt. 2023, S. 4959–4965, ISBN: 979-8-3503-1644-5.
- [124] Z. Chen, T. Shi, Z. Lin, Z. Wang und X. Gu, „Analysis and control of current harmonic in IPMSM field-oriented control system“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 37, Nr. 8, S. 9571–9585, Aug. 2022, ISSN: 0885-8993, 1941-0107.
- [125] C. Liu, F. Blaabjerg, W. Chen und D. Xu, „Stator Current Harmonic Control With Resonant Controller for Doubly Fed Induction Generator“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 27, Nr. 7, S. 3207–3220, Juli 2012, ISSN: 0885-8993.
- [126] C. M. Hackl. „On the Equivalence of Proportional-Integral and Proportional-Resonant Controllers with Anti-Windup“. Version 1. (2016), Adresse: <https://arxiv.org/abs/1610.07133> (besucht am 23. 10. 2025), Vorveröffentlichung.

- [127] M. Uchiyama, „Formation of High-Speed Motion Pattern of a Mechanical Arm by Trial“, *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, Jg. 14, Nr. 6, S. 706–712, 1978, ISSN: 0453-4654.
- [128] A. Mai, B. Wagner und F. Streit, „Elimination of current harmonics in electrical machines with iterative learning control“, in *2020 10th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, Ludwigsburg, Germany: IEEE, 8. Dez. 2020, S. 1–5, ISBN: 978-1-7281-8458-6.
- [129] S. A. Q. Mohammed und K.-B. Lee, „Improved adaptive iterative learning current control approach for IPMSM drives“, *Journal of Power Electronics*, Jg. 23, Nr. 2, S. 284–295, Feb. 2023, ISSN: 1598-2092, 2093-4718.
- [130] B. A. Francis und W. M. Wonham, „The internal model principle for linear multivariable regulators“, *Applied Mathematics & Optimization*, Jg. 2, Nr. 2, S. 170–194, Juni 1975, ISSN: 0095-4616, 1432-0606.
- [131] T. Inoue, M. Nakano, T. Kubo, S. Matsumoto und H. Baba, „High Accuracy Control of a Proton Synchrotron Magnet Power Supply“, *IFAC Proceedings Volumes*, Jg. 14, Nr. 2, S. 3137–3142, Aug. 1981, ISSN: 14746670.
- [132] G. Hillerström und K. Walgama, „Repetitive Control Theory and Applications - A Survey“, *IFAC Proceedings Volumes*, Jg. 29, Nr. 1, S. 1446–1451, Juni 1996, ISSN: 14746670.
- [133] E. Kurniawan, Z. Cao, O. Mahendra und R. Wardoyo, „A Survey on Robust Repetitive Control and Applications“, in *2014 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE 2014)*, Penang, Malaysia: IEEE, Nov. 2014, S. 524–529, ISBN: 978-1-4799-5686-9.
- [134] Li Cuiyan, Zhang Doagchun und Zhuang Xianyi, „A Survey of Repetitive Control“, in *2004 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS) (IEEE Cat. No.04CH37566)*, Bd. 2, Sendai, Japan: IEEE, 2004, S. 1160–1166, ISBN: 978-0-7803-8463-7.

-
- [135] P. Mattavelli, L. Tubiana und M. Zigliotto, „Torque-Ripple Reduction in PM Synchronous Motor Drives Using Repetitive Current Control“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 20, Nr. 6, S. 1423–1431, Nov. 2005, ISSN: 0885-8993.
- [136] Q. Zhang, H. Guo, Y. Liu, C. Guo, K. Lu, D. Wang, Z. Zhang und J. Sun, „Robust plug-in repetitive control for speed smoothness of cascaded-PI PMSM drive“, *Mechanical Systems and Signal Processing*, Jg. 163, S. 108 090, Jan. 2022, ISSN: 08883270.
- [137] Y. Wang, F. Gao und F. J. Doyle, „Survey on iterative learning control, repetitive control, and run-to-run control“, *Journal of Process Control*, Jg. 19, Nr. 10, S. 1589–1600, Dez. 2009, ISSN: 09591524.
- [138] J. Richter, P. Winzer und M. Doppelbauer, „Einsatz virtueller prototypen bei der akausalen modellierung und simulation von permanenterregten synchronmaschinen.“, Karlsruhe, 2013.
- [139] P. Winzer, „Steigerung von Drehmoment und Wirkungsgrad bei Synchronmaschinen durch Nutzung der magnetischen Asymmetrie“, Karlsruhe, 2017.
- [140] O. Haala, B. Wagner, M. Hofmann und M. Marz, „Optimal Current Control Of Externally Excited Synchronous Machines In Automotive Traction Drive Applications“, 22. Sep. 2013.
- [141] R. Breda, G. Andrioli, S. Calligaro und R. Petrella, „Extended MTPA and Flux-Weakening Control with Total Copper Loss Minimisation and Transient Torque Compensation for Wound-Rotor Synchronous Machines“, in *2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Nashville, TN, USA: IEEE, 29. Okt. 2023, S. 4829–4836, ISBN: 979-8-3503-1644-5.
- [142] 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)*, 2018, S. 3074–3080.
- [143] B. Schmitz-Rode, L. Stefanski, R. Schwendemann, S. Decker, S. Mersche, P. Kiehnlé, P. Himmelmann, A. Liske und M. Hiller, „A Modular Signal Processing Platform for Grid and Motor Control,

- HIL and PHIL Applications“, in *2022 International Power Electronics Conference (IPEC-Himeji 2022- ECCE Asia)*, Himeji, Japan: IEEE, 15. Mai 2022, S. 1817–1824, ISBN: 978-4-88686-425-3.
- [144] U. Nuß, *Hochdynamische Regelung Elektrischer Antriebe*, 2., neu bearbeitete und erweiterte Auflage. Berlin Offenbach: VDE Verlag GmbH, 2017, 568 S., ISBN: 978-3-8007-4412-1.
- [145] C. Zaghrini, G. Khoury, M. Fadel, R. Ghosn und F. Khatounian, „Minimum Copper Losses Per Torque Optimization on Electrically Excited Synchronous Motors for Electric Vehicles Applications“, in *2022 IEEE 20th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Brasov, Romania: IEEE, 25. Sep. 2022, S. 661–666, ISBN: 978-1-6654-9681-0.
- [146] T. M. Jahns, G. B. Kliman und T. W. Neumann, „Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. IA-22, Nr. 4, S. 738–747, Juli 1986, ISSN: 0093-9994.

Datenblätter und Applikationshinweise

- [D1] isovac, *Datasheet: M235-35A*.
- [D2] Texas Instruments und EMSynergy, *Datasheet: Low Voltage AC Induction Motor*, 10. Nov. 2014.
- [D3] LTN Servotechnik, *Datasheet: RE-15-1-A15*, 4. Aug. 2021.
- [D4] Siemens AG, *Datasheet: Siemens 1LE1592-1EB42-1AF4*, 8. Juni 2018.
- [D5] Siemens AG, *Datasheet: 1XP8012-20*.
- [D6] Nanotec, *Datasheet: DB59M024035R-B3*, 23. Juni 2022.
- [D7] Kistler Group, *Datasheet: Torque sensor 4503B*.