

Steigerung von Drehmoment und Wirkungsgrad bei Synchronmaschinen durch Nutzung der magnetischen Asymmetrie

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

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

DISSERTATION

von
Dipl.-Ing. Patrick Winzer
geb. in: Lörrach

Tag der mündlichen Prüfung:

22. Juni 2017

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Gerhard Huth

(TU Kaiserslautern)

DOI: 10.5445/IR/1000071097



This document – excluding pictures and graphs – is licensed under the Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License (CC BY-SA 4.0):
<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>

Quod ergo intellego, id etiam credo;
at non omne quod credo, etiam intellego.

Augustinus Aurelius

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Die Idee entstand bei der Vorbereitung der Vorlesung Entwurf elektrischer Maschinen im Sommer 2011, als mir der „unvorteilhafte“ Verlauf der Drehmomentkomponenten von Synchronmaschinen über dem Vorsteuerwinkel des Statorstromraumzeigers aufgefallen ist.

Nach einer Ruhephase, in der die Idee gären konnte, begann ich im Herbst 2013 damit, das Gleichungssystem magnetisch asymmetrischer Synchronmaschinen aufzustellen und zu analysieren. Dabei konnte ich unzählige interessante Eigenschaften und Betriebsbereiche dieser Maschinen identifizieren, die aufzuzählen den Rahmen dieser Arbeit sprengen würde. Glücklicherweise konnte ich hierfür auf analytische und numerische Software zurückgreifen, denn belastbare mathematische Beweise gelangen mir nur wenige. So musste ich es wie Augustinus Aurelius halten und meinem Gefühl für magnetisch asymmetrische Maschinen trauen, das sich durch Simulationen Stück für Stück aufbaute.

Nach einer ernüchternden Phase Anfang 2014, in der ich reihenweise magnetisch asymmetrische Geometrien entwickelte, die allesamt schlechtere Eigenschaften als ihre symmetrischen Pendanten aufwiesen, konnte ich im Sommer mit den hybriderregten Varianten endlich einen Erfolg feiern. Die Auslegung und Konstruktion der Prototypen beschäftigte mich bis Anfang 2015. Einer langwierigen Aufbauphase, die insgesamt etwa ein Jahr dauerte, folgten schnelle Erfolge auf dem Prüfstand, sodass alle Messungen nach wenigen Monaten im Sommer 2016 abgeschlossen waren.

Nur dank der Hilfe vieler konnte ich überhaupt so weit kommen. Bei Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer möchte ich mich für das mir entgegengebrachte Vertrauen bedanken, dieses praktisch unbekanntes Themengebiet ergebnisoffen über einen so langen Zeitraum bearbeiten zu können. Bedanken möchte ich mich auch bei Prof. Dr.-Ing. Gerhard Huth für die Übernahme des Korreferats.

Weiterhin gebührt der gesamten Assistentenschaft des ETIs großer Dank. Insbesondere bedanke ich mich bei Jan Richter, der mich stets zur sorgfältigen Arbeit mahnte, bei Markus Schiefer für die Unterstützung bei der Konstruktion, bei Simon Decker und Mathias Schnarrenberger für die Hilfe im Prüfstandsbetrieb sowie bei Mario Greule und Miriam Boxriker für die vielen fachlichen Diskussionen. Nicht vergessen möchte ich Bernd Bohnet, der stets meine erste Anlaufstelle bei Problemen aller Art war.

Bernhard Saschin und dem Werkstatt-Team danke ich für die vielen Vorschläge zur Umsetzung meines Vorhabens, für die Herstellung aller möglichen elektronischen und mechanischen Komponenten sowie für die Unterstützung beim Zusammenbau der Motoren und des Prüfstandes. Auch bei allen anderen Mitarbeitern des Instituts möchte ich mich dafür bedanken, den täglichen Ablauf stets angenehm, produktiv und unkompliziert gestaltet zu haben.

Zuletzt möchte ich mich bei meinen Eltern und meiner eigenen Familie bedanken. Danke für die Unterstützung und die Ablenkung während des Studiums und in der Zeit als Doktorand und für das Ertragen meiner körperlichen und manchmal bestimmt auch geistigen Abwesenheit.

Patrick Winzer

Karlsruhe, im Juni 2017

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Drehzahlvariable Antriebe	2
1.1.1	Die Entwicklung im Kontext der Drehstrommaschine . .	2
1.1.2	Eigenschaften und Vergleich von Antriebssystemen . . .	4
1.2	Grundidee der vorliegenden Arbeit	5
1.3	Zielstellung und Gliederung	10
2	Analytische Systembeschreibung	13
2.1	Normierte Darstellung von Synchronmaschinen	14
2.1.1	Absolutes Gleichungssystem	15
2.1.2	Normiertes Gleichungssystem	18
2.2	Erweiterung um magnetische Asymmetrie	22
2.2.1	Flussverkettung	25
2.2.2	Spannung	27
2.2.3	Drehmoment	31
2.2.4	Leistungsfaktor und maximale Leistung	35
2.3	Betriebsverhalten	40
2.3.1	Betriebsarten	42
2.3.2	Betriebstrajektorien	51
2.3.3	Drehmoment- und Leistungskennlinien	56
2.4	Parameterraum	58
2.4.1	Kenngrößen in den Parameterebenen	59
2.4.2	Vom Maschinentyp unabhängige Kenngrößen	60
2.4.3	Vom Maschinentyp abhängige Kenngrößen	64
2.5	Zwischenfazit	66

3	Konstruktive Realisierung	67
3.1	Grundtypen der Synchronmaschine	68
3.1.1	Reluktanzmaschinen	68
3.1.2	Erregung durch Permanentmagnete	68
3.1.3	Elektrische Erregung	70
3.2	Klassifikation magnetisch asymmetrischer Maschinen	71
3.2.1	Mehrteilige Rotoren	71
3.2.2	Geometrische Asymmetrie	76
3.2.3	Hybride Erregung	81
3.3	Zwischenfazit	87
4	Numerische Simulation	89
4.1	Rechnergestützter Maschinenentwurf	90
4.1.1	Vorgehen bei der Auslegung	90
4.1.2	Toolkette zur Wirkungsgradberechnung	91
4.2	Gemeinsame Rahmenbedingungen	97
4.2.1	Stator	97
4.2.2	Rotor	98
4.3	Maschinengeometrien	99
4.3.1	Magnetisch symmetrische Referenzmaschinen	99
4.3.2	Magnetisch asymmetrische Permanentmagnetmaschine	100
4.3.3	Magnetisch asymmetrische hybriderregte Maschinen	104
4.4	Erhöhung der Ausnutzung	111
4.5	Zwischenfazit	113
5	Prototypen und Prüfstand	115
5.1	Maschinen	116
5.1.1	Aufbau der Rotoren	116
5.1.2	Maschinensatz	119
5.2	Prüfstand	121
5.2.1	Aufbau	121
5.2.2	Klemmenkasten	123
5.2.3	Messgenauigkeit	125
5.3	Stromregelung	129
5.3.1	Struktur der Regelung	131
5.3.2	Berechnung der Aussteuergrade	132
5.3.3	Betriebsaspekte	136

6	Messergebnisse	137
6.1	Versuchsaufbau und Messreihen	137
6.1.1	Leerlauf- und Kurzschlussversuche	138
6.1.2	Versuche unter definierter Last	138
6.2	Einzelverluste	139
6.2.1	Ohmsche Verluste	139
6.2.2	Reibungsverluste	140
6.2.3	Eisenverluste	142
6.3	Leerlauf und Kurzschluss	142
6.3.1	Induzierte Spannung	142
6.3.2	Stationärer Kurzschluss	144
6.4	Stationärer Betrieb	145
6.4.1	Flussverkettungskennfelder	146
6.4.2	Stromebene	150
6.4.3	Wirksamkeit der magnetischen Asymmetrie	152
6.5	Dynamik	153
6.5.1	Anregeln auf Nenn Drehmoment	153
6.5.2	Drehmomentumkehr	155
6.6	Wirkungsgrad	156
6.6.1	Stationäre Wirkungsgradkennfelder	156
6.6.2	Wirkungsgrad im Fahrzyklus	158
7	Zusammenfassung	161
7.1	Zusammenfassung und Ergebnisse der Arbeit	161
7.2	Möglichkeiten der Weiterentwicklung	163
A	Anhang	165
A.1	Koeffizienten quartischer Gleichungen	165
A.2	r-Induktivität	169
A.3	Kenngößen in der Parameterebene	172
A.4	Maschinendaten	175
Symbolverzeichnis		181
Abbildungsverzeichnis		187
Tabellenverzeichnis		189
Literaturverzeichnis		191

1

Einleitung

Schon morgens weckt uns ein winziger Gleichstrom-Vibrationsmotor im Smartphone. Nach dem Duschen benutzen wir Universalmotoren, um die Haare mit heißer Luft zu trocknen, Kaffee zuzubereiten, Brot zu schneiden und vieles mehr. Den Weg zur Arbeit ermöglichen uns umrichter gespeiste Asynchronmaschinen, die in Straßenbahnen montiert sind. Dort angekommen, sorgen moderne drehzahlgeregelte synchrone Reluktanzmaschinen für eine angenehme Klimatisierung des Arbeitsplatzes, während Schrittmotoren im PC uns produktive Arbeit ermöglichen.

Diese Geschichte ließe sich beliebig lang fortsetzen, da der Elektromotor in seiner fast zweihundert Jahre andauernden Erfolgsgeschichte heute jeden Bereich unseres Lebens durchdrungen hat. Dennoch ist das Thema Elektromotor aktueller denn je, denn durch den Wandel hin zur Elektromobilität ist eine neue bedeutende Anwendung hinzugekommen.

Eine neue Anwendung bedeutet neue Anforderungen. Bestehende Motorkonzepte müssen daher neu bewertet und verbessert werden, Chancen für neue Konzepte entstehen. Die Elektromotor-Forschung geht dabei in viele Richtungen: Neben der stets angestrebten Reduktion der Herstellungskosten [1] sind insbesondere die Leistungscharakteristik [2], die Effizienz [3] sowie die Leistungsdichte [4] und die damit verbundenen gesteigerten Ansprüche an eine dynamische, präzise und stabile Regelung [5] von hohem Interesse.

Im Kontext der Elektromobilität stellt diese Arbeit einen Beitrag dar, der sich entsprechend dieser Aufzählung in die Kategorien Synchronmaschine, neues Konzept, Leistungscharakteristik und Effizienz einordnet. Kernstück ist die

tiefgreifende Beschreibung und Untersuchung einer wenig beachteten elektromagnetischen Ausführungsform des Rotors von Synchronmaschinen, die neben mehreren wissenschaftlichen Veröffentlichungen [E5, E6, E8, E9] auch eine Patentanmeldung [E11] nach sich zog.

Die folgenden Abschnitte holen den Leser bei einem grundlegenden Wissensstand zu Elektromotoren ab. Dazu werden zunächst die Entwicklung und die Natur drehzahlvariabler Antriebe beleuchtet. Darauf aufbauend wird die Grundidee des hier behandelten Motorkonzepts erläutert. Abgeschlossen wird mit einem Überblick über die Zielstellung und Gliederung der vorliegenden Arbeit.

1.1 Drehzahlvariable Antriebe

In der Frühphase der Geschichte des Elektromotors wurden Gleichstrommaschinen eingesetzt, um mechanische in elektrische Energie für Beleuchtungszwecke zu wandeln [6]. Durch den steigenden Energiebedarf der Anwendungen vollzog sich ein Wechsel hin zu Drehstromnetzen, durch die sich mittels Transformatoren die Übertragungsverluste deutlich reduzieren ließen. Heutzutage sind flächendeckend Drehstromnetze im Einsatz [7].

Mit der Einführung der Drehstromnetze begann der Siegeszug der Drehstrommaschinen, die sich direkt am Netz betreiben lassen. In Form von Synchrongeneratoren wurde dieses mit Energie versorgt, während zumeist Asynchronmaschinen das Wandeln elektrischer in mechanische Energie übernahmen. Der Vorteil der letztgenannten Maschinen liegt in ihrer Einfachheit und Robustheit sowie in ihrem günstigen Preis, da auf aufwändige Baugruppen wie Kommutatoren oder Schleifringe verzichtet werden kann.

Dennoch weisen am Netz betriebene Drehstrommaschinen einen prinzipiellen Nachteil auf: Die Drehzahl der Abtriebswelle ist durch die Netzfrequenz fest vorgegeben und kann lediglich beim Maschinenentwurf in diskreten Schritten durch die Polpaarzahl eingestellt werden. Einen Notbehelf stellte in der ersten Hälfte des 20. Jahrhunderts der Leonardsatz [8] dar, der durch Verwenden eines Gleichspannungs-Zwischenkreises eine Drehzahleinstellung erlaubte. Für diese Methode sind jedoch drei Elektromotoren der vollen Nennleistung notwendig, wodurch sie entsprechend teuer und ineffizient ist.

1.1.1 Die Entwicklung im Kontext der Drehstrommaschine

Mit dem Einzug der Leistungselektronik in die Antriebstechnik wurde das Problem der unveränderlichen Drehzahl gelöst. Der Umrichter kann ein künstliches

Netz beliebiger Spannung und Frequenz bereitstellen, wodurch sich Drehzahl und Drehrichtung der Drehstrommaschine frei einstellen lassen. Lag der Forschungsschwerpunkt anfangs noch auf der Leistungselektronik, begannen einige Forscher in den 1980er Jahren damit, das Verhalten von Drehstrommaschinen bei Umrichterbetrieb – insbesondere im Feldschwächbereich – zu untersuchen und zu beschreiben.

Ein grober Überblick über diese Entwicklung hinsichtlich der Synchronmaschine findet sich in [9]. Mit den in den 1980er Jahren aufgekommenen permanentmagneterregten Synchronmaschinen (PMSM) mit vergrabenen Magneten wurde versucht, eine der fremderregten Gleichstrommaschine entsprechende Leistungscharakteristik zu erreichen: konstantes Drehmoment im Grunddrehzahlbereich und möglichst konstante Leistung im Feldschwächbereich. Die heute bekannten Steuervorschriften Maximum Torque per Ampere (MTPA) und Maximum Torque per Volt (MTPV)¹ und die Darstellung des Maschinenverhaltens in der Stromebene wurden zu dieser Zeit eingeführt und validiert [10, 11]. Schnell wurde erkannt, dass Geometrien mit vergrabenen Magneten ein besseres Feldschwächverhalten aufweisen als solche mit Oberflächenmagneten [12].

Um die grundlegenden Zusammenhänge besser verstehen zu können und Vorschriften für den Bau optimaler Maschinen zu finden, wurde versucht, die Anzahl an Maschinenparametern durch geeignete Normierung zu reduzieren. Ersten Autoren gelang es, die sieben Parameter des Synchronmaschinenmodells auf drei zu reduzieren und erste Gesetzmäßigkeiten zu entdecken [13]. Schließlich gelang die Reduktion auf zwei Parameter [14–16], jedoch wurden in diesen Arbeiten nur spezielle Maschinentypen untersucht. Erst durch die Arbeit von Soong und Miller [9] entstand eine umfassende Beschreibung der Leistungscharakteristik aller permanentmagneterregten Synchronmaschinen und synchronen Reluktanzmaschinen, die als Spezialfälle der ersteren aufgefasst werden können. Dadurch ist es möglich, das Betriebsverhalten dieser Maschinen in einer gemeinsamen zweidimensionalen Parameterebene darzustellen.

Diese Darstellungsweise sorgte in den 1990er Jahren für großes Aufsehen und inspirierte seither andere Autoren, umrichter gespeiste Antriebssysteme in einem weiter gefassten Kontext zu sehen. So entstanden für verschiedenste Bauformen von Synchronmaschinen Parameterebenen, wie etwa für permanentmagneterregte Synchronmaschinen mit inverser Anisotropie [17], umschaltbarer Windungszahl [E10], unterschiedlich stark magnetisierbaren Magneten [18] und für fremderregte Synchronmaschinen [E3]. In [17, 19] wurde darüber hin-

¹Korrekt wäre die Bezeichnung „Maximum Torque per Current“ bzw. „Maximum Torque per Voltage“. Aus Gründen der Einheitlichkeit werden hier allerdings die aus der Fachliteratur bekannten Begriffe verwendet.

aus nachgewiesen, dass Kurzschlussläufer-Asynchronmaschinen als synchrone Reluktanzmaschinen dargestellt werden können und sich so ebenfalls in die Soong'sche Parameterebene einsortieren lassen.

Heute sind je nach Anwendungsbereich die unterschiedlichsten Ausführungsformen von Drehstrommaschinen zu finden. In der Elektromobilität werden etwa permanentmagnet- und fremderregte Synchronmaschinen (FESM) sowie Asynchronmaschinen serienmäßig eingesetzt [20]. Forschungsthemen in diesem Kontext beschäftigen sich ferner mit dem Einsatz von hybriderregten Synchronmaschinen (HSM) [21] und geschalteten Reluktanzmaschinen [22].

Durch diese Entwicklung sind Gleichstrommaschinen ab einer Leistung von etwa 1 kW heute praktisch vom Markt verschwunden. Ihr früheres Alleinstellungsmerkmal der einstellbaren Drehzahl kann heute durch die Umrichter- und Regelungstechnik vollständig kompensiert werden. Gleichzeitig vermeiden Antriebssysteme basierend auf Drehfeldmaschinen ihre Nachteile, wie etwa das Benötigen eines Kommutators oder das schwierige Kühlen des am Energieumsatz beteiligten Rotors.

1.1.2 Eigenschaften und Vergleich von Antriebssystemen

Durch die im vorigen Abschnitt besprochenen Vorarbeiten sind wir heute in der Lage, für eine bestimmte Antriebsaufgabe einen geeigneten Maschinentyp auszuwählen, zu entwerfen und im Betrieb optimal anzusteuern. Dabei unterscheiden sich die unterschiedlichen Anwendungsgebiete erheblich in den Anforderungen, die an ein Antriebssystem gestellt werden.

Dennoch kann festgehalten werden, dass alle Antriebssysteme versuchen, einem Ideal nahezukommen [E8, 9]. Ein ideales Antriebssystem zeichnet sich dadurch aus, dass es die bereitgestellte Umrichterleistung optimal ausnutzt und so eine perfekte Leistungscharakteristik aufweist. Das bedeutet, dass es im Grunddrehzahlbereich das größtmögliche Drehmoment bei einem Leistungsfaktor von eins erzielt. Im Feldschwächbereich kann stets die maximale Umrichterleistung als Wirkleistung umgesetzt werden, wobei keine Obergrenze für die Drehzahl existiert. Des Weiteren ist das ideale Antriebssystem verlustfrei.

Zweifellos sind diese Eigenschaften in realen Systemen unerreichbar. Je nach verwendeter Maschine können sie aber bis zu einem gewissen Grad erreicht werden. So zeigen Asynchronmaschinen und synchrone Reluktanzmaschinen ein gutes Feldschwächverhalten, erzielen jedoch nur ein vergleichsweise geringes Drehmoment und einen niedrigen Wirkungsgrad, da durch den benötigten Magnetisierungsstrom der Leistungsfaktor sinkt [23] und die Verluste ansteigen.

Permanentmagneterregte Synchronmaschinen weisen grundsätzlich hohe Spitzenwirkungsgrade auf, da für die Rotorfelderzeugung im Betrieb keine Energie aufgebracht werden muss. Dennoch zeigen sie je nach Auslegung entweder vergleichsweise bescheidene Eigenschaften im Feldschwächbereich in Form hoher Verluste und einer geringen Maximaldrehzahl oder aber ein geringes Drehmoment im Grunddrehzahlbereich [9].

Fremderregte Synchronmaschinen verhalten sich gegenteilig. Bei entsprechender Auslegung können sie sowohl ein hohes Drehmoment im Grunddrehzahl- als auch im Feldschwächbereich erreichen [E3]. Hier bestehen allerdings prinzipielle Nachteile durch die benötigte Erregerwicklung wie die zusätzlichen Stromwärmeverluste und den konstruktiven Aufwand, einen Stromfluss im Rotor überhaupt erst zu ermöglichen.

Einen Kompromiss aus den beiden letztgenannten Maschinen stellen hybriderregte Synchronmaschinen² dar, bei denen im Rotor sowohl Permanentmagnete als auch eine elektrische Erregung vorhanden sind und ein Feld in die gleiche Richtung erzeugen [25]. Durch den hohen konstruktiven Aufwand und den verhältnismäßig geringen Zusatznutzen konnten sich diese Maschinen bisher allerdings nicht in der Breite durchsetzen.

1.2 Grundidee der vorliegenden Arbeit

Vor dem Hintergrund des idealen Antriebssystems wird in dieser Arbeit eine Methode untersucht, die das Verhältnis von produziertem Drehmoment zu eingesetztem Strom verbessert. Dadurch steigen das maximale Drehmoment der Maschine und ihr Wirkungsgrad, da für ein gewünschtes Drehmoment ein kleinerer Strom genügt.

Bei konventionellen Synchronmaschinen kann eine Drehmomentsteigerung beispielsweise durch eine Vergrößerung des permanentmagnetischen Flusses erreicht werden. Allerdings haben Soong und Miller nachgewiesen, dass sich dadurch Nachteile im Feldschwächbereich ergeben [9]. Auch der Erhöhung der Anisotropie des Rotors zum gleichen Zwecke sind konstruktive und elektromagnetische Grenzen gesetzt.

Der in dieser Arbeit untersuchte Ansatz beinhaltet daher das geschickte Ausnutzen der unterschiedlichen drehmomenterzeugenden Mechanismen. Bei diesen

²In der Fachliteratur werden gelegentlich anisotrope permanentmagneterregte Synchronmaschinen als Hybridmaschine bezeichnet [24]. Im Rahmen dieser Arbeit wird Begriff der hybriderregten Synchronmaschine jedoch ausschließlich für Maschinen mit zwei verschiedenen Erregungsarten verwendet, d.h. permanentmagnetischer und elektrischer Erregung.

handelt es sich um grundlegende Effekte, weshalb die Ergebnisse auf die gesamte Klasse der Synchronmaschinen anwendbar sind. Dazu wird in diesem Abschnitt zunächst die Drehmomenterzeugung in Synchronmaschinen diskutiert und anschließend die Idee dieser Arbeit erläutert.

Drehmomenterzeugung in Synchronmaschinen

Das Drehmoment von Synchronmaschinen setzt sich aus zwei Komponenten zusammen: dem Reluktanzmoment und dem synchronen Moment [26].

Das Reluktanzmoment tritt bei Maschinen auf, deren ferromagnetischer Teil des Rotors anisotrop, das heißt nicht rotationssymmetrisch, ist [6]. Die Statordurchflutung erzeugt eine Flussdichteverteilung, deren Maximum je nach Stellung des Rotors entweder mit dem Maximum der Statordurchflutungshauptwelle übereinstimmt oder nicht. Im ersten Fall wird kein Drehmoment erzeugt, in zweiten Fall resultiert ein Drehmoment, dessen Vorzeichen und Größe von der Amplitude und der relativen Position der Maxima bestimmt wird.

Das Reluktanzmoment kann mit einem Gedankenexperiment veranschaulicht werden: Ein Nagel sei in seiner Mitte wie eine Kompassnadel drehbar gelagert und man nähere sich mit einem Permanentmagneten. Der Nagel richtet sich so aus, dass entweder sein Kopf oder seine Spitze zum Magneten zeigt. Das dabei auftretende Drehmoment ist das Reluktanzmoment.

Das synchrone Moment entsteht durch die Wechselwirkung zweier Magnetfelder, von denen eines im Rotor und eines im Stator erzeugt wird. Wird im obigen Beispiel der Nagel durch einen Permanentmagneten ersetzt, wird er sich so ausrichten, dass der dem äußeren Magnetfeld entgegengesetzte Pol zum Magneten hin ausgerichtet wird. In der Praxis ist es unerheblich, ob die Magnetfelder durch Permanentmagnete oder durch Elektromagnete erzeugt werden.

Anhand diese Beispiels wird bereits ein wichtiger Unterschied der beiden Drehmomente deutlich: Während die Periodizität im Falle des synchronen Drehmoments 360° beträgt, weist das Reluktanzmoment eine Periodizität von 180° auf, da beide Enden des Nagels angezogen werden können.

Aufbau gewöhnlicher Synchronmaschinen

Gewöhnliche anisotrope Synchronmaschinen können im Hinblick auf die Rotorstruktur und die Drehmomenterzeugung in zwei Gruppen eingeteilt werden: Solche, bei denen die „Spitze des Nagels“ in die gleiche Richtung zeigt wie der Rotorfluss, und solche, bei denen beide Richtungen um 90° verdreht sind. Dies

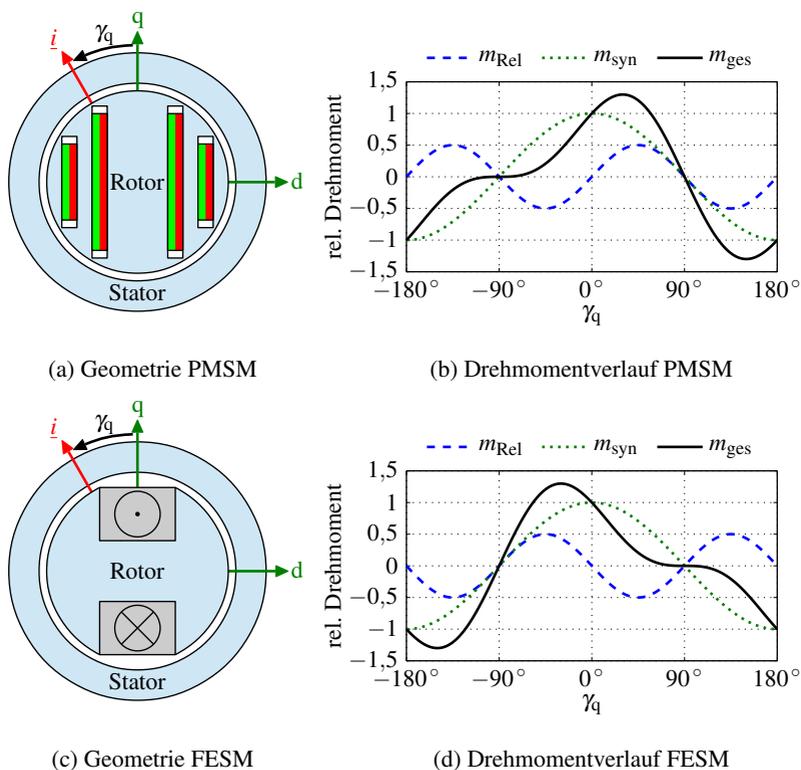


Abbildung 1.1: Geometrien und Drehmomentdiagramme von PMSM und FESM

hat konstruktive Gründe, die anhand der in Abbildung 1.1 dargestellten vereinfachten Geometrien erklärt werden.

Im Falle von anisotropen permanentmagneterregten Synchronmaschinen sind die Permanentmagnete wie in Abbildung 1.1(a) gezeigt oberflächennah oder im Rotorblechpaket vergraben angebracht. Wegen ihrer geringen Permeabilität setzen Permanentmagnete die magnetische Leitfähigkeit senkrecht zu ihrer Oberfläche herab. Zwischen den Magneten entgegengesetzter Pole bleibt jedoch magnetisch leitfähiges Material bestehen, wodurch sich eine anisotrope Struktur ausbildet. Bei der abgebildeten Maschine entsteht auf der rechten Seite des Rotors (d-Richtung) ein magnetischer Nordpol und auf der linken ein Südpol. Die

magnetische Leitfähigkeit ist allerdings in senkrechter Richtung (q-Richtung) am größten.

Bei fremderregten Synchronmaschinen wie in Abbildung 1.1(c) wird das Rotormagnetfeld von einer elektrischen Spule erzeugt. Die Spule wird dazu in geeigneter Weise um den Rotorkern gewickelt, welcher der Flussführung dient. Im Schnittbild des Rotors sind daher zwei Spulenseiten zu erkennen, zwischen denen sich der magnetische Fluss ausbildet. Bei der abgebildeten Maschine entsteht so ebenfalls auf der rechten Seite des Rotors (d-Richtung) ein magnetischer Nordpol und auf der linken ein Südpol. Die Spule wird aus elektrisch gut leitfähigem Material wie z.B. Kupfer oder Aluminium hergestellt, ist selbst aber magnetisch nur schlecht leitfähig. Dadurch ergibt sich ebenfalls eine anisotrope Struktur, im Gegensatz zur permanentmagneterregten Synchronmaschine ist die Leitfähigkeit jedoch in waagerechter Richtung (d-Richtung) am größten.

Entsprechend der eingangs angestellten Überlegungen zur Periodizität der Drehmomentkomponenten von Synchronmaschinen ergeben sich für beide Maschinenklassen die in Abbildung 1.1(b) und Abbildung 1.1(d) gegebenen Drehmomentverläufe. Auf der Abszisse ist der Vorsteuerwinkel γ_i aufgetragen, der sich von der q-Achse des Rotors bis zum Statorstromraumzeiger \underline{i} erstreckt. Auf der Ordinate sind die relativen Verläufe des synchronen (m_{syn}) und des Reluktanzmoments (m_{rel}) sowie des gesamten Drehmoments (m_{ges}) als Summe der Komponenten aufgetragen, wobei $\max(m_{\text{syn}}) = 1$ festgelegt ist. Die Amplitude des Reluktanzmoments ist im Beispiel halb so groß wie die des synchronen Moments gewählt.

Anhand der Diagramme werden einige grundlegende Eigenschaften von anisotropen Synchronmaschinen deutlich. Zunächst fällt auf, dass der Verlauf des resultierenden Drehmoments punktsymmetrisch ist (Spiegelpunkte jeweils bei 90° und 270°). Das bedeutet, dass das Maximum und das Minimum betraglich gleich groß sind. Der Rotor kann daher ein gleich großes Drehmoment in beide Richtungen erzeugen. Bei gleicher Drehrichtung sind daher das maximale motorische und generatorische Drehmoment betraglich gleich.

Weiterhin ist ersichtlich, dass die PMSM und die FESM dasselbe maximale Drehmoment erreichen. Keine der beiden Maschinengruppen hat einen konzeptionellen Vorteil bei der Drehmomenterzeugung. Dies liegt an der Periodizität des Reluktanzmoments. Da bei beiden Maschinengruppen die Richtungen der größten magnetischen Leitfähigkeit um 90° verdreht sind und das Reluktanzmoment eine 180° -Periodizität aufweist, ist der Kurvenverlauf des Reluktanzmoments gerade invertiert. Aus Symmetriegründen ergeben sich daher Kurven für das Gesamtdrehmoment, die kongruent sind.

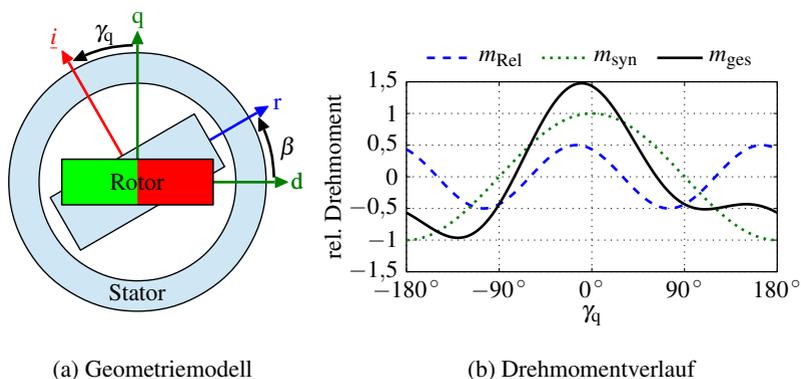


Abbildung 1.2: Geometriemodell und Drehmomentdiagramm einer magnetisch asymmetrischen Synchronmaschine mit $\beta = 30^\circ$

Synchronmaschinen mit magnetischer Asymmetrie

Bei genauerer Betrachtung der Drehmomentverläufe in Abbildung 1.1 fällt auf, dass sich das Maximum des resultierenden Drehmoments nicht auf den Maxima der einzelnen Drehmomentkomponenten selbst befindet, sondern dazwischen. Im Umkehrschluss bedeutet dies, dass beide Drehmomentmechanismen nie gleichzeitig vollständig ausgenutzt werden können, selbst wenn der zum größten Drehmoment führende Vorsteuerwinkel einstellt wird.

Diese Überlegung ist der Grundgedanke dieser Arbeit. Gäbe es eine Möglichkeit, den Winkel zwischen der Richtung der größten magnetischen Leitfähigkeit und des Rotorflusses frei zu wählen, könnten die Drehmomentkurven beliebig gegeneinander verschoben werden. Dadurch ließe sich das resultierende Drehmoment vergrößern, indem die Maxima der Drehmomentkomponenten stärker zur Deckung gebracht werden.

In Abbildung 1.2(a) ist eine hypothetische Maschinengeometrie gezeigt, bei der zwischen den beiden genannten Richtungen ein Asymmetriewinkel $\beta = 30^\circ$ eingestellt ist. Dabei bezeichnet die r-Achse die Richtung der größten magnetischen Leitfähigkeit. Die Geometrie ist dahingehend vereinfacht, dass die Anisotropie durch ein blaues Rechteck und der Rotorfluss durch einen überlagerten rot-grünen Permanentmagneten dargestellt sind.

Der zu dieser hypothetischen Maschinengeometrie gehörende Drehmomentverlauf ist in Abbildung 1.2(b) zu sehen. Es ist ersichtlich, dass sich im gegebenen Beispiel ein größeres resultierendes Maximaldrehmoment als bei den konventio-

nellen Maschinen in Abbildung 1.1 ergibt, obwohl die Amplituden der einzelnen Drehmomentkomponenten gleich groß geblieben sind. Die Maxima der Komponentenkurven wandern näher zusammen, wodurch sich das Maximum ihrer Summe vergrößert. Gleichzeitig fällt auf, dass das minimale resultierende Drehmoment betragsmäßig kleiner wird, da die Minima der Drehmomentkomponenten auseinander wandern.

Im Gegensatz zu den Gesamtdrehmoment-Kurven in Abbildung 1.1 ist die Drehmomentkurve dieser Maschine nicht mehr punktsymmetrisch. Ebenso fällt auf, dass die Schnittbilder der Maschinengeometrien in Abbildung 1.1 eine Achsensymmetrie zur d-Achse aufweisen. In Abbildung 1.2(a) ist diese Symmetrie jedoch nicht vorhanden. Aus diesem Grund werden Maschinen des letzteren Typs im Rahmen dieser Arbeit als *magnetisch asymmetrisch* bezeichnet³.

1.3 Zielstellung und Gliederung

Konzept der Arbeit

Die Diskussion magnetisch asymmetrischer Maschinen wirft einige Fragen auf:

- Welchen Asymmetriewinkel β sollte eine Synchronmaschine idealerweise aufweisen und wie groß ist der Gewinn?
- Wie lässt sich der Nachteil des betragsmäßig kleineren maximalen Drehmoments in negative Richtung kompensieren?
- Wie kann eine magnetisch asymmetrische Maschine gebaut werden?
- Für welche Anwendungen eignen sich solche Maschinen besonders?
- Überwiegen in der Praxis die Vorteile oder die Nachteile?

Diese Aufzählung enthält Fragen unterschiedlichster Tiefe und Breite. Um dem Thema in jeder Hinsicht gerecht zu werden, enthält die vorliegende Arbeit neben einem Theorie- auch einen Praxisteil, wie Abbildung 1.3 entnommen werden kann. Ausgehend von einem vereinfachten allgemeinen Maschinenmodell werden zunächst grundlegende Fragen über die Natur dieser Maschinen beantwortet. Die gewonnenen Erkenntnisse werden dazu benutzt, Wertebereiche von Maschinenparametern zu identifizieren, die vorteilhafte Eigenschaften versprechen. Über die folgenden Kapitel wird das Modell immer weiter verfeinert, indem neue Aspekte in Betracht gezogen werden, die wiederum dazu führen,

³Die magnetische Asymmetrie ist allerdings nicht zwangsläufig an die geometrische Asymmetrie gekoppelt, wie in Unterabschnitt 3.2.2 gezeigt wird.

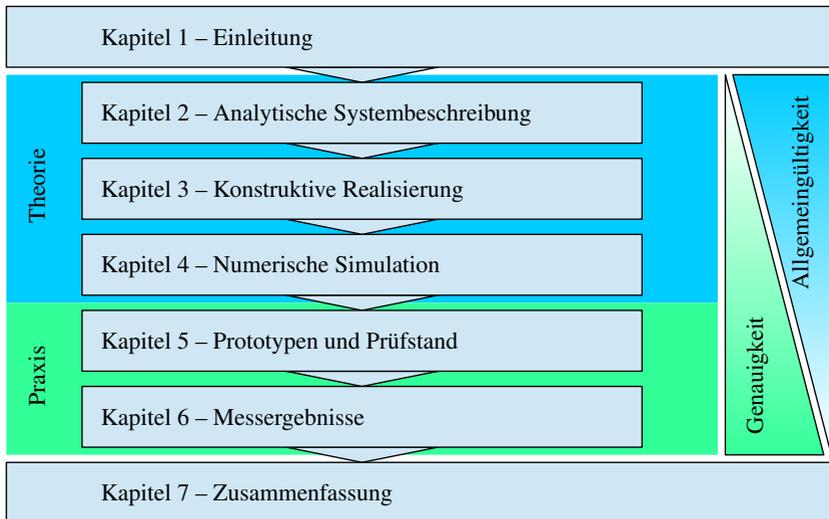


Abbildung 1.3: Struktur und Gliederung der vorliegenden Arbeit

dass der Wertebereich und die möglichen Ausführungsformen weiter reduziert werden.

Zum Ende des Theorieteils wird eine konkrete Maschinengeometrie vorgeschlagen, deren Bau und Vermessung ebenfalls Gegenstand dieser Arbeit ist. Der Praxisteil enthält die detaillierte Beschreibung der Prototypen, des Prüfstandes und die Diskussion der Messergebnisse. Damit stellt der Praxisteil das Gegenstück zum Theorieteil dar: An einer einzigen magnetisch asymmetrischen Maschine werden alle getroffenen Aussagen validiert, dies aber umso gründlicher mit allen messbaren Effekten.

Inhalt der einzelnen Kapitel

In Kapitel 2 wird ein vereinfachtes mathematisches Modell magnetisch asymmetrischer Synchronmaschinen entwickelt, aus dem Grundgleichungen, Betriebsarten und Charakteristika aller magnetisch asymmetrischen Maschinen abgeleitet werden. Es wird ein Parameterbereich identifiziert, in dem magnetisch asymmetrische Maschinen besonders vorteilhafte Eigenschaften ausweisen.

In Kapitel 3 wird untersucht, wie sich magnetische Asymmetrie auf bauliche Weise umsetzen lässt. Da die Grundidee der magnetisch asymmetrischen

Synchronmaschinen nicht neu ist, werden hier die Ansätze anderer Autoren analysiert, eingeordnet und bewertet. Es werden drei Maschinenkonzepte ausgearbeitet, deren nähere Betrachtung lohnenswert erscheint.

In Kapitel 4 werden diese Maschinenkonzepte mithilfe der Finite-Elemente-Methode im Detail untersucht. Dadurch werden weitere in der Praxis auftretende Effekte wie etwa die Sättigung des Eisens berücksichtigt. Dazu werden Rahmendaten definiert, auf die die drei Konzepte hin ausgelegt, optimiert und schließlich simulativ verglichen werden. Ebenso werden magnetisch symmetrische Referenzmaschinen zum direkten Vergleich entworfen.

Kapitel 5 kann als Einschub verstanden werden, der den theoretischen mit dem praktischen Teil dieser Arbeit verknüpft. In diesem Kapitel werden die vielversprechendste magnetisch asymmetrische Geometrie aus Kapitel 4 sowie eine magnetisch symmetrische Referenzmaschine als Prototyp realisiert. Ferner werden die für die Messungen benötigten software- und hardwaretechnischen Grundlagen beschrieben.

Kapitel 6 stellt die höchste Detaillierungsstufe dar. Alle im Theorieteil gefundenen Ergebnisse werden durch Messungen an den Prototypen verifiziert und untereinander verglichen. Basierend auf den Ergebnissen werden mögliche Anwendungsbereiche identifiziert.

Kapitel 7 fasst alle gewonnenen Erkenntnisse zusammen und bewertet das Konzept der magnetisch asymmetrischen Maschinen. Ihre Potentiale werden aufgezeigt und weitere Schritte ihrer Entwicklung abhängig vom Einsatzbereich benannt.

Zur besseren Übersicht sind in Tabelle 1.1 die Annahmen der einzelnen Kapitel gegenübergestellt. Diese Annahmen werden zu Beginn jedes Kapitels genauer erläutert.

Kapitel	Theorieteil			Praxisteil
	2	3	4	6
Konstruktive Realisierung	nein	ja	ja	ja
elektrische Widerstände	nein	nein	ja	ja
Nichtlinearität des Eisens	nein	nein	ja	ja
Eisen- und Reibungsverluste	nein	nein	ja(*)	ja
Oberwelleneffekte	nein	nein	ja(*)	ja
zusätzliche Verluste	nein	nein	nein	ja
Regelbarkeit und Dynamik	nein	nein	nein	ja

Tabelle 1.1: Berücksichtigte Aspekte in den einzelnen Kapiteln (* = vereinfacht)

2

Analytische Systembeschreibung

Das Ziel dieses Kapitels ist es, möglichst umfassende Aussagen zur Leistungsfähigkeit der Klasse der magnetisch asymmetrischen Maschinen zu treffen. Dazu wird ein mathematisches Modell solcher Maschinen entwickelt und analytisch ausgewertet. Mit diesem können geeignete Parameterbereiche für den Bau identifiziert und der Zusatznutzen gegenüber konventionellen Maschinen abgeschätzt werden.

Um die Allgemeingültigkeit zu wahren und die Gesamtheit aller möglichen Ausführungsformen berücksichtigen zu können, müssen die unabhängigen Parameter des Maschinenmodells so weit wie möglich reduziert werden. Dazu werden die Gleichungen in normierter Form entwickelt und mehrere Vereinfachungen gemacht:

- Die Maschine wird als vollständig verlustfrei angenommen, insbesondere wird der Statorwiderstand vernachlässigt.
- Der magnetische Kreis wird als linear angenommen, wodurch Sättigungseffekte des Eisens nicht berücksichtigt werden.
- Das Modell basiert auf dem Grundwellenmodell elektrischer Maschinen, wodurch Oberwelleneffekte nicht abgebildet werden.
- Des Weiteren wird lediglich der stationäre Betrieb der Maschinen betrachtet.

Um das Ziel dieses Kapitels zu erreichen, sind mehrere Schritte notwendig. Aus didaktischen Gründen wird im ersten Abschnitt zunächst das normierte Gleichungssystem von magnetisch symmetrischen Synchronmaschinen eingeführt. Dieses wird aus den allgemeinen Systemgleichungen der Synchronmaschine abgeleitet, indem die genannten Vereinfachungen durchgeführt und ein geeigneter Satz von Bezugswerten ausgewählt werden.

Darauf aufbauend werden im zweiten Abschnitt die Grundgleichungen magnetisch asymmetrischer Maschinen direkt in normierter Form entwickelt. Mithilfe der grafischen Darstellung in der Stromebene werden alle relevanten Eigenschaften solcher Maschinen aufgezeigt und wichtige Kenngrößen berechnet.

Im dritten Abschnitt wird ein Verfahren entwickelt, mit dem die Drehmoment- und Leistungscharakteristik abhängig von der Drehzahl bestimmt werden können. Dazu werden die möglichen Betriebsarten mathematisch beschrieben und eine Strategie eingeführt, mit der die Maschine stets drehmomentoptimal angesteuert werden kann.

Im vierten Abschnitt wird die Gesamtheit aller magnetisch asymmetrischen Maschinen mit den zuvor entwickelten Werkzeugen untersucht. Die Eigenschaften der Maschinen werden in Abhängigkeit ihrer Parameter diskutiert und Wertebereiche identifiziert, in denen die Leistungsfähigkeit besonders hoch ist.

Die wichtigsten Grundlagen und Ergebnisse dieses Kapitels sind in [E5] veröffentlicht. Die genannte Veröffentlichung kann daher als Kurzfassung dieses Kapitels betrachtet werden.

2.1 Normierte Darstellung von Synchronmaschinen

Das Ziel der Normierung ist es, die Anzahl der Parameter und ihren Wertebereich einzuschränken, sodass eine kompaktere und übersichtlichere Beschreibung von Maschinen möglich wird. So können Maschinen unterschiedlicher Größe und Ausführungsform besser miteinander verglichen werden. Ausgehend vom allgemeinen Gleichungssystem von Synchronmaschinen wird in diesem Abschnitt das verwendete System zur Normierung am Beispiel der idealisierten magnetisch symmetrischen Synchronmaschine eingeführt.

2.1.1 Absolutes Gleichungssystem

Ausgangspunkt ist das allgemeine raumzeigerbasierte Gleichungssystem der Synchronmaschine mit absoluten Parametern in amplitudeninvarianter⁴ Schreibweise [26–28]. Für den Statorspannungsraumzeiger \underline{u}^K im frei wählbaren Bezugssystem K gilt mit dem Statorwiderstand R_S , den Raumzeigern für den Statorstrom \underline{i}^K und die Flussverkettung $\underline{\psi}^K$, der elektrischen Winkelgeschwindigkeit des Bezugssystems ω^K und der Zeit t :

$$\underline{u}^K = R_S \underline{i}^K + \frac{d\underline{\psi}^K}{dt} + j\omega^K \underline{\psi}^K \quad (2.1)$$

Der erste Summand beschreibt den ohmschen Spannungsabfall an der Statorwicklung, der bei Stromfluss stets eine Verlustleistung hervorruft. Wird ein rotorfestes Bezugssystem gewählt, stellt der zweite Summand den dynamischen Spannungsanteil dar, der bei der Änderung des magnetischen Zustands der Maschine auftritt. Im stationären Fall ist dieser im Mittel null. Der dritte Summand stellt die rotatorische Spannung dar, die durch die Drehung des Bezugssystems zustande kommt.

Die netzseitige Maschinenleistung ergibt sich aus der Multiplikation der Spannungsgleichung (2.1) mit dem Strom. Bei Verwendung der Beträge resultiert mit der Strangzahl m die Scheinleistung

$$S_{el} = \frac{m}{2} |\underline{u}^K| \cdot |\underline{i}^K|, \quad (2.2)$$

aus der mit

$$\begin{aligned} P_{el} &= S_{el} \cos \varphi \\ &= \frac{m}{2} \cdot \Re \{ \underline{u}^K \underline{i}^{K*} \}, \end{aligned} \quad (2.3)$$

der Polpaarzahl p und dem Phasenwinkel φ zwischen Strom und Spannung die elektrische Wirkleistung P_{el} ermittelt werden kann. Der in [26–28] verwendete Vorfaktor $3/2$ für dreiphasige Maschinen ist hier aus Gründen der Allgemeinheit für m -phasige Maschinen durch $m/2$ ersetzt.

⁴Durch die Amplitudeninvarianz entsteht eine Leistungsvarianz, die durch entsprechende Vorfaktoren berücksichtigt werden muss.

Auf der mechanischen Seite kann durch Energiebetrachtung für das innere Drehmoment M_i die folgende Beziehung gefunden werden:

$$M_i = \frac{m}{2} p \cdot \mathfrak{S} \left\{ \underline{\psi}^{K*} \underline{i}^K \right\} \quad (2.4)$$

Daraus und mit der mechanischen Winkelgeschwindigkeit ω_{mech} berechnet sich die mechanische Leistung P_{mech} zu:

$$P_{\text{mech}} = M_i \omega_{\text{mech}} \quad (2.5)$$

Idealisierte magnetisch symmetrische Synchronmaschine

Bei Synchronmaschinen ist es zweckmäßig, für K das rotorfeste d/q-Bezugssystem zu verwenden, das mit der Winkelgeschwindigkeit ω umläuft. Basierend auf der Raumzeigertheorie [28] lässt sich ein beliebiger Raumzeiger $\underline{x} \in \{\underline{i}, \underline{u}, \underline{\psi}\}$ damit in der Form

$$\underline{x}^{\text{dq}} = x_d + jx_q \quad (2.6)$$

mit der imaginären Einheit j darstellen. Die d-Achse wird als reelle Achse interpretiert, die q-Achse als imaginäre.

Die idealisierte magnetisch symmetrische Synchronmaschine ist verlustfrei und weist einen linearen magnetischen Kreis auf. Für die Flussverkettungskomponenten kann daher mit den Induktivitäten L_d und L_q notiert werden:

$$\psi_d = \psi_{d,R} + L_d i_d \quad (2.7)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2.8)$$

Dabei bezeichnet $\psi_{d,R}$ die in der d-Achse des Stators wirksame Flussverkettung, die durch die Rotorerregung erzeugt wird. Abhängig vom Maschinentyp sind zwei Fälle zu unterscheiden:

- Bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen hat sie stets einen unveränderlichen Wert: $\psi_{d,R} = \psi_{d,R,\text{max}}$
- Bei fremderregten Synchronmaschinen ist sie im Bereich $0 \leq \psi_{d,R} \leq \psi_{d,R,\text{max}}$ einstellbar.

Die Spannungsgleichung (2.1) lautet im stationären Zustand bei Verlustfreiheit in Raumzeigernotation

$$\underline{u}^K = j\omega^K \underline{\psi}^K \quad (2.9)$$

und in Komponentenschreibweise mit der Winkelgeschwindigkeit $\omega^K = \omega$:

$$u_d = -\omega \psi_q = -\omega L_q i_q \quad (2.10)$$

$$u_q = \omega \psi_d = \omega \cdot (\psi_{d,R} + L_d i_d) \quad (2.11)$$

Da es sich beim d/q-System um ein Orthogonalsystem handelt, wird der Betrag der Statorraumzeiger durch pythagoreische Addition der Komponenten ermittelt. Insbesondere für den Strom und die Spannung sind die Maximalwerte i_{\max} und u_{\max} einzuhalten, die etwa durch den Umrichter oder aufgrund thermischer Grenzen vorgegeben sind:

$$i = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{\max} \quad u = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq u_{\max} \quad (2.12)$$

Mittels Gleichungen (2.7) und (2.8) lautet die Drehmomentgleichung in Komponentenschreibweise:

$$\begin{aligned} M_i &= \frac{m}{2} p \cdot (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \\ &= \frac{m}{2} p \cdot (\psi_{d,R} + (L_d - L_q) \cdot i_d) \cdot i_q \end{aligned} \quad (2.13)$$

Aufgrund der Annahme der Verlustfreiheit können die elektrische und mechanische Leistung gleichgesetzt werden:

$$\begin{aligned} P = P_{el} &= \frac{m}{2} \cdot (u_d i_d + u_q i_q) \\ &= P_{mech} = M \cdot \frac{\omega}{p} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Für die Scheinleistung S gilt:

$$S = \frac{m}{2} u \cdot i = \frac{P}{\cos \varphi} \quad (2.15)$$

Einfluss der Streuung

Gemäß [29] gilt für die Induktivitäten L_d und L_q :

$$L_d = L_{d,h} + L_\sigma \quad (2.16)$$

$$L_q = L_{q,h} + L_\sigma \quad (2.17)$$

Dabei entsprechen $L_{d,h}$ und $L_{q,h}$ den Hauptinduktivitäten in d- und q-Richtung. Mit der Streuinduktivität L_σ sind Effekte wie etwa Nut-, Zahnkopf oder Wickelkopfstreuung zusammengefasst.

Da die Streuinduktivität in beiden Achsen gleich groß ist, wirkt sie sich gemäß Gleichung (2.13) nicht auf das Drehmoment der Maschine aus, da sie durch Differenzbildung keinen Einfluss auf das Reluktanzmoment hat. Dennoch muss der durch die Streuung erzeugte induktive Spannungsabfall gemäß Gleichungen (2.10) und (2.11) kompensiert werden. Dadurch erreicht eine Maschine mit größerer Streuung bei sonst gleichen Parametern eine geringere Eckdrehzahl. Weiterhin verändern sich ihre Drehmoment- und Leistungscharakteristik, da sich das Verhältnis von $\psi_{d,R,max}$ zum gesamten Statorfluss sowie die Anisotropie ändern [9].

2.1.2 Normiertes Gleichungssystem

Das Gleichungssystem (2.7) bis (2.15) beschreibt das stationäre Verhalten der idealisierten magnetisch symmetrischen Synchronmaschine vollständig. Die Maschine wird durch sieben Parameter beschrieben:

1. Die Induktivität in d-Richtung L_d
2. Die Induktivität in q-Richtung L_q
3. Die im Stator wirksame maximale Flussverkettung durch den Rotor $\psi_{d,R,max}$
4. Die Polpaarzahl p
5. Die Phasenzahl m
6. Die maximal verfügbare Spannung u_{max}
7. Den maximal verfügbaren Strom i_{max}

Bei der Normierung werden diese Parameter durch Bezugsgrößen dividiert, wodurch sich ein dimensionsloses Gleichungssystem ergibt. Die Wahl der Bezugsgrößen ist beliebig und kann je nach Zweck unterschiedlich ausfallen.

Literaturüberblick

Ackermann und Späth verwenden in [30, 31] eine Normierung, die als Bezugsgrößen den Nennstrom, die Winkelgeschwindigkeit im Eckpunkt und den Permanentmagnetfluss verwendet. Allerdings wird für die Induktivität ein Bezugswert benutzt, der die Einführung eines Streukoeffizienten notwendig macht. Dadurch bleiben drei freie Parameter übrig.

Amara et al. [32] wählen als Bezugswerte neben dem Nennstrom und der Eckdrehzahl die vom Rotor bei dieser Drehzahl induzierte Spannung. Dadurch resultieren nur zwei freie Parameter, von denen der eine die Anisotropie und der andere den bezogenen Kurzschlussstrom beschreibt. Durch die Wahl der Spannungsreferenz und der Einführung einer separaten Bezugsgröße für die Leistung ergibt sich bei diesen Autoren jedoch ein uneinheitliches Gleichungssystem.

Bianchi und Bolognani [23] verwenden die Spannungsgrenze des Umrichters und die Winkelgeschwindigkeit im Eckpunkt als Bezugsgrößen und zusätzlich das Grunddrehzahl-Drehmoment. Auch sie erreichen ein System mit zwei freien Parametern, wobei der eine ebenfalls die Anisotropie und der andere die auf die Stator-Nennflussverkettung bezogene Flussverkettung des Permanentmagneten angibt. Durch die Wahl des Drehmoments als Bezugsgröße haben alle mechanischen Größen im Eckpunkt einen bezogenen Wert von eins. Strom und Leistung können allerdings Werte größer eins erreichen.

Im Kontext des Antriebssystems, das aus Umrichter und Maschine besteht, wählen Soong und Miller den geeignetsten Satz an Bezugswerten [9], der auf Adnanes und Undeland [14, 15] zurückgeht. Auch hier resultieren zwei Parameter, die denen von Bianchi und Bolognani entsprechen. Neben dem Nennstrom und der Winkelgeschwindigkeit im Eckpunkt dient die maximale Umrichterspannung als Referenz, wodurch die physikalischen Größen an der Systemschnittstelle als Basis dienen. Wegen des pragmatischen Ansatzes wird diese Normierung von vielen Autoren verwendet, etwa bei der Auslegung von Industrieantrieben [33]. Auch in dieser Arbeit wird davon Gebrauch gemacht.

Wahl der Bezugswerte

Als Bezugswerte für die Normierung werden die Spannung u_B , der Strom i_B und die elektrische Winkelgeschwindigkeit ω_B gewählt, die am Eckpunkt auftreten. Aufgrund der amplitudeninvarianten Notation berechnen sich u_B und i_B aus den

zulässigen effektiven Maximalwerten $U_{LL,max}$ und I_{max} am Beispiel einer dreiphasigen Maschine gemäß:

$$u_B = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{LL,max} \quad (2.18)$$

$$i_B = \sqrt{2} I_{max} \quad (2.19)$$

Die Bezugs-Winkelgeschwindigkeit ω_B kann im Gegensatz zu u_B und i_B nicht frei vorgegeben werden. Sie ist definiert als diejenige Winkelgeschwindigkeit, bei der u_B an den Maschinenklemmen anliegt, wenn die Maschine mittels MTPA-Verfahren [27] und dem Strom i_B bei maximaler Rotorerregung $\psi_{d,R} = \psi_{d,R,max}$ angesteuert wird.

Mit diesen Werten ergibt sich für die übrigen Bezugswerte:

$$\psi_B = \frac{u_B}{\omega_B} \quad (2.20)$$

$$L_B = \frac{u_B}{\omega_B i_B} = \frac{\psi_B}{i_B} \quad (2.21)$$

$$P_B = \frac{m}{2} u_B i_B \quad (2.22)$$

$$M_B = \frac{m}{2} p \psi_B i_B \quad (2.23)$$

In physikalischer Hinsicht ist ψ_B diejenige Statorflussverkettung, die bei Bestromung mit i_B und MTPA-Ansteuerung im Grunddrehzahlbereich auftritt. L_B entspricht dahingegen keiner real auftretenden Induktivität, sondern stellt eine reine Rechengröße dar. P_B und M_B können als theoretische Maximalwerte der Leistung und des Drehmoments interpretiert werden, die jedoch nicht von jedem Maschinendesign erreicht werden können.

Mit diesen Bezugswerten folgt für die mit einem Hochkomma versehenen normierten Größen:

$$\begin{aligned} i' &= \frac{i}{i_B} & u' &= \frac{u}{u_B} & \omega' &= \frac{\omega}{\omega_B} & \psi' &= \frac{\psi}{\psi_B} \\ l' &= \frac{L}{L_B} & p' &= \frac{P}{P_B} & s' &= \frac{S}{P_B} & m' &= \frac{M_1}{M_B} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Die Werte der Größen i' , u' und s' liegen stets im Bereich zwischen null und eins. Je nach Betriebspunkt können p' und m' auch negative Werte annehmen, aber auch ihr Betrag bleibt stets kleiner oder gleich eins. Für l' und ψ' gibt es keine

festen oberen Grenze, nach unten sind sie durch null begrenzt. Der Wertebereich von ω' bleibt durch die Normierung hingegen uneingeschränkt. Am Eckpunkt gilt im Speziellen:

$$i' = u' = \omega' = \psi' = s' = 1 \quad m' = p' = \cos \varphi \quad (2.25)$$

Gleichungssystem

Mit der Anisotropie

$$\zeta = \frac{L_q}{L_d} = \frac{l'_q}{l'_d} \quad (2.26)$$

gilt für die normierten Flussverkettungskomponenten:

$$\psi'_d = \psi'_{d,R} + l'_d i'_d \quad (2.27)$$

$$\psi'_q = \zeta l'_d i'_q \quad (2.28)$$

Die normierte Spannung lautet

$$u'_d = -\omega' \psi'_q = -\omega' \zeta l'_d i'_q \quad (2.29)$$

$$u'_q = \omega' \psi'_d = \omega' \cdot (\psi'_{d,R} + l'_d i'_d), \quad (2.30)$$

wobei die Längen der Raumzeiger für Strom und Spannung durch die Wahl der Bezugswerte auf 1 begrenzt werden:

$$i' = \sqrt{i'^2_d + i'^2_q} \leq 1 \quad (2.31)$$

$$u' = \sqrt{u'^2_d + u'^2_q} \leq 1 \quad (2.32)$$

Drehmoment und Leistung berechnen sich zu:

$$m' = \psi'_d i'_q - \psi'_q i'_d = (\psi'_{d,R} + (1 - \zeta) \cdot l'_d i'_d) \cdot i'_q \quad (2.33)$$

$$p' = m' \omega' = u'_d i'_d + u'_q i'_q \quad (2.34)$$

Aufgrund der Wahl der Bezugsgrößen steht ω' im normierten System sowohl für die elektrische als auch für die mechanische Winkelgeschwindigkeit. Ferner ist die mechanische Drehzahl im stationären Zustand stets proportional zu

ω' . Bei der Diskussion von Synchronmaschinen im normierten System ist eine Unterscheidung dieser Begriffe daher nicht notwendig.

Die normierten Maschinengleichungen hängen nur noch von den Parametern $\psi'_{d,R,\max}$, ζ und l'_d ab. In [34] wurde gezeigt, dass l'_d durch eine biquadratische Gleichung in Abhängigkeit von $\psi'_{d,R,\max}$ und ζ dargestellt und gelöst werden kann:

$$l'_d = f(\psi'_{d,R,\max}, \zeta) \quad (2.35)$$

Somit existieren nur zwei unabhängige Parameter $\psi'_{d,R,\max}$ und ζ , die das Maschinenverhalten vollständig bestimmen.

2.2 Erweiterung um magnetische Asymmetrie

In diesem Abschnitt werden die Grundgleichungen idealisierter anisotroper magnetisch asymmetrischer Maschinen hergeleitet. Eine umfassende Analyse dieser Gleichungen fördert die Eigenschaften dieser Maschinen zutage und ermöglicht die direkte Berechnung einiger Kenngrößen wie etwa der maximalen Leistung. Das Gleichungssystem bildet zudem die Basis für die in Abschnitt 2.3 hergeleiteten Betriebsstrategien, mit deren Hilfe die Drehmoment- und Leistungscharakteristik solcher Maschinen berechnet werden können.

Dazu wird zunächst ein Vierachsensystem eingeführt, dessen Verwendung mathematische (siehe Unterabschnitt 2.2.1) und regelungstechnische (siehe Abschnitt 5.3) Vorteile hat. In diesem System können magnetisch asymmetrische Maschinen durch die im vorangehenden Abschnitt eingeführt Normierung mit nur drei unabhängigen Parametern beschrieben werden. Da keine Verwechslungsgefahr mit absoluten Größen besteht, wird zur besseren Übersichtlichkeit das Hochkomma normierter Größen für den verbleibenden Teil dieses Kapitels weggelassen.

Maschinen mit fester und variabler Rotorerregung werden parallel betrachtet, da beide Maschinengruppen dasselbe Gleichungssystem aufweisen [E3]. Der Unterschied besteht lediglich darin, dass der Parameter $\psi_{d,R}$ im ersten Fall unveränderlich ist, im zweiten Fall jedoch variabel zwischen null und seinem Maximalwert eingestellt werden kann. Diese Variabilität wird nicht gesondert gekennzeichnet.

Literaturüberblick

Magnetisch asymmetrische Maschinen sind in der Vergangenheit von einigen Autoren analytisch beschrieben worden. Dabei können grundsätzlich zwei Ansätze unterschieden werden, die auf die mechanische Umsetzbarkeit zurückzuführen sind.

Dem ersten Ansatz liegen magnetisch symmetrische Maschinen zugrunde, bei denen der Rotor eine weitere Erregung aufweist. Boldea et al. [35] schlagen eine fremderregte Maschine vor, die über zusätzliche Permanentmagnete in q-Richtung verfügt. Das Prinzip wird von Borocci et al. [36] aufgegriffen und für weitere Ausführungsformen verallgemeinert. Die Motivation der Autoren ist es, den magnetischen Spannungsabfall $l_q i_q$ im Nennpunkt zu kompensieren und so einen Leistungsfaktor von eins zu erreichen.

Bei diesem Ansatz wird das d/q-System weiterverwendet und um die Erregung in q-Richtung erweitert, weshalb der Begriff der *biaxialen Erregung* eingeführt wurde. Aufgrund der strikten Trennung der Erregersysteme übersehen die Autoren jedoch, dass das resultierende Gesamt-Rotorfeld zur Drehmomenterzeugung genutzt werden kann, wodurch die Maschine unterhalb ihrer Möglichkeiten betrieben wird. Wie in diesem Kapitel gezeigt wird, ergibt sich das maximale Drehmoment im Allgemeinen nicht bei einem Leistungsfaktor von eins. Ferner bleibt der Einfluss des Reluktanzmoments unberücksichtigt. Werner und Ziegler [37] verwenden den gleichen Ansatz, haben jedoch den Einfluss auf das Drehmoment gemäß Abbildung 1.2 erkannt.

Beim zweiten Ansatz wird das gesamte resultierende Rotorfeld berücksichtigt und ein zusätzliches Achsensystem eingeführt. Es ist an diesem ausgerichtet und zum ursprünglichen System um einen gewissen Winkel verdreht. Dieses Vierachsensystem wird von Chalmers et al. in [38, 39] zur Beschreibung mehrteiliger Rotoren verwendet. Allerdings benutzen die Autoren ein drittes System als Bezugssystem, das am Stromraumzeiger orientiert ist. Diese Darstellung führt durch die große Zahl an Transformationen zu einem unübersichtlichen Gleichungssystem.

Randi und Astier [40] leiten ein auf dem d/q-System basierendes Gleichungssystem her. Sie verwenden eine verallgemeinerte Form eines magnetisch asymmetrischen Rotors, bei dem zwei magnetisch symmetrische Teilrotoren auf einer gemeinsamen Welle sitzen. Die Teilrotoren weisen unterschiedliche elektromagnetische Parameter und einen festen Verdrehungswinkel zueinander auf. Diese Methode führt jedoch zu einem komplexen Parametersatz, der eine analytische Untersuchung erschwert.

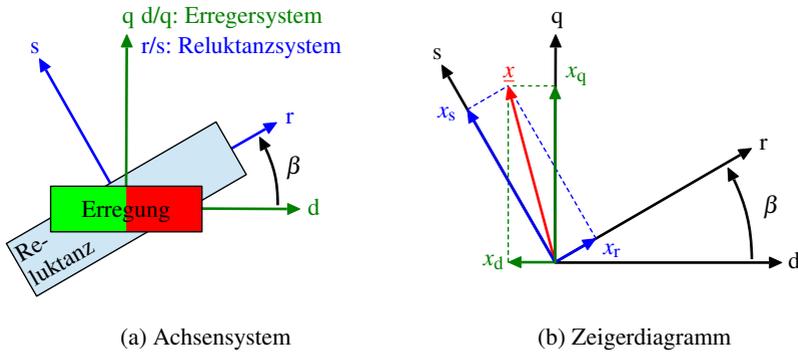


Abbildung 2.1: Achsensystem und Zeigerdiagramm des verwendeten Bezugssystems zur Beschreibung magnetisch asymmetrischer Synchronmaschinen

Chen [41] sowie Alsawalhi und Sudhoff [42, 43] verwenden ebenfalls das Vierachsensystem, im Gegensatz zu Chalmers aber ohne zusätzliches Bezugssystem. Sie unterscheiden sich allerdings darin, dass Alsawalhi das am Rotorfluss orientierte System als Basis verwendet, Chen hingegen das ursprüngliche an der Anisotropie orientierte System.

Um eine von der Maschinengeometrie losgelöste analytische Betrachtung zu ermöglichen, wird in dieser Arbeit ebenfalls ein Vierachsensystem ohne weiteres Bezugssystem verwendet. Im Folgenden wird gezeigt, dass es zweckmäßig ist, das an der Anisotropie des Rotors orientierte System als Bezugssystem zu verwenden.

Achsensystem

Das im Rahmen dieser Arbeit verwendete Achsensystem ist in Abbildung 2.1(a) dargestellt. Es besteht aus zwei orthogonalen Achsenpaaren. Das d/q-System ist wie bei gewöhnlichen Synchronmaschinen am Rotorfluss orientiert und gibt die Richtung der Erregung an. Mit dem r/s-System wird das Reluktanzsystem beschrieben. Dabei ist die r-Achse in die Richtung der größten magnetischen Leitfähigkeit orientiert, die s-Achse befindet sich orthogonal zur r-Achse. Der Asymmetriewinkel β gibt den Winkel zwischen diesen beiden Systemen an und wird von der d-Achse zur r-Achse gemessen.

Beim Vergleich von Abbildung 2.1(a) mit Abbildung 1.1 lassen sich die zwei Spezialfälle magnetisch symmetrischer Maschinen beschreiben: Bei Maschinen, bei denen die magnetisch am besten leitfähige Richtung orthogonal zum

Rotorfluss orientiert ist, wie dies bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen mit vergrabenen Magneten der Fall ist, ist $\beta = 90^\circ$. Sind wie bei fremderregten Synchronmaschinen beide Richtungen parallel, gilt $\beta = 0^\circ$.

Mit diesem System lassen sich auch die drei Grenzfälle von Synchronmaschinen darstellen, die aus [34] bekannt sind: Synchron Reluktanzmaschinen, isotrope Synchronmaschinen und „induktivitätsfreie“⁵ Synchronmaschinen. Die Verwendung des r/s-Systems speziell für diese Fälle allein ist unnötig, da diese sich auch im konventionellen d/q-System beschreiben lassen.

Äquivalent zu Gleichung (2.6) lautet der Raumzeiger im r/s-System

$$\underline{x}^{rs} = x_r + jx_s, \quad (2.36)$$

Ein Wechsel vom r/s-in das d/q-System oder umgekehrt geschieht durch eine Drehoperation (vgl. Abbildung 2.1(b)):

$$\underline{x}^{dq} = \underline{x}^{rs} \cdot e^{j\beta} \quad \underline{x}^{rs} = \underline{x}^{dq} \cdot e^{-j\beta} \quad (2.37)$$

In Komponentenschreibweise ergibt sich damit:

$$x_d = x_r \cos \beta - x_s \sin \beta \quad x_r = x_d \cos \beta + x_q \sin \beta \quad (2.38)$$

$$x_q = x_r \sin \beta + x_s \cos \beta \quad x_s = -x_d \sin \beta + x_q \cos \beta \quad (2.39)$$

2.2.1 Flussverkettung

Das Maschinenmodell lässt sich gemäß Abbildung 2.1(a) in zwei Subsysteme mit eigenen Bezugssystemen teilen. Da das d/q-System an der Richtung der Rotorerregung orientiert ist, gilt für das Erreger-Teilsystem:

$$\psi_{d,Err} = \psi_{d,R} \quad (2.40)$$

$$\psi_{q,Err} = 0 \quad (2.41)$$

Mit der Anisotropie

$$\zeta = \frac{l_r}{l_s} > 1 \quad (2.42)$$

⁵Dieser nur in der Theorie vorkommende Typ stellt den Grenzfall dar, bei dem wegen $\psi_{d,R,max} = 1$ kein induktiver Spannungsabfall existieren kann und folglich $l_d = 0$ gelten muss.

analog zu Gleichung (2.26) folgt für das Reluktanz-Teilsystem:

$$\psi_{r,\text{Rel}} = l_r i_r \quad (2.43)$$

$$\psi_{s,\text{Rel}} = l_r \zeta^{-1} i_s \quad (2.44)$$

Wie im Fall symmetrischer Maschinen ist die normierte Induktivität l_r kein freier Parameter, sondern kann aus den drei Maschinenparametern $\psi_{d,\text{R,max}}$, ζ und β bestimmt werden. Im Gegensatz zum symmetrischen Fall existiert jedoch keine analytische Gleichung für l_r . Das Vorgehen bei der Bestimmung von l_r ist im Anhang A.2 beschrieben, wo auch eine Analyse der Eindeutigkeit der normierten Darstellung durchgeführt wird.

Da das r/s-System an der Achse der größten magnetischen Leitfähigkeit orientiert ist, folgt die Randbedingung, dass die Anisotropie ζ größer 1 sein muss. Der Grenzfall isotroper Maschinen mit $\zeta = 1$ lässt sich zwar auch auf diese Weise darstellen, jedoch ist dann die Orientierung des r/s-Systems beliebig, wodurch der Asymmetriewinkel β seine Bedeutung verliert.

Durch Verwenden der Transformationsvorschriften (2.38) und (2.39) lässt sich die Flussverkettung beider Teilsysteme gemeinsam im r/s-System darstellen:

$$\begin{aligned} \psi_r &= \psi_{r,\text{Err}} + \psi_{r,\text{Rel}} \\ &= \psi_{d,\text{R}} \cos \beta + l_r i_r \end{aligned} \quad (2.45)$$

$$\begin{aligned} \psi_s &= \psi_{s,\text{Err}} + \psi_{s,\text{Rel}} \\ &= -\psi_{d,\text{R}} \sin \beta + l_r \zeta^{-1} i_s \end{aligned} \quad (2.46)$$

Alternativ kann eine Darstellung im d/q-System wie in [42, 43] in Betracht gezogen werden. Mit der Hilfsgröße

$$\bar{\zeta} = 1 - \zeta^{-1} \quad (2.47)$$

lauten die Gleichungen dann:

$$\begin{aligned} \psi_d &= \psi_{d,\text{Err}} + \psi_{d,\text{Rel}} \\ &= \psi_{d,\text{R}} + (l_r \cos^2 \beta + l_r \zeta^{-1} \sin^2 \beta) \cdot i_d + (l_r \bar{\zeta} \sin \beta \cos \beta) \cdot i_q \end{aligned} \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned} \psi_q &= \psi_{q,\text{Err}} + \psi_{q,\text{Rel}} \\ &= (l_r \bar{\zeta} \sin \beta \cos \beta) \cdot i_d + (l_r \sin^2 \beta + l_r \zeta^{-1} \cos^2 \beta) \cdot i_q \end{aligned} \quad (2.49)$$

Es ist ersichtlich, dass diese Darstellung nachteilig ist. Neben der deutlich größeren Komplexität der Gleichungen sind die einzelnen Flussverkettungs-

komponenten von beiden Stromkomponenten abhängig. Daher wird in dieser Arbeit das r/s-System als Bezugssystem verwendet.

2.2.2 Spannung

Analog zu den Spannungsgleichungen (2.29) und (2.30) symmetrischer Maschinen folgt mit den Gleichungen (2.45) und (2.46):

$$\begin{aligned} u_r &= -\omega \psi_s \\ &= -\omega \cdot (-\psi_{d,R} \sin \beta + l_r \zeta^{-1} i_s) \end{aligned} \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} u_s &= \omega \psi_r \\ &= \omega \cdot (\psi_{d,R} \cos \beta + l_r i_r) \end{aligned} \quad (2.51)$$

Spannungsellipsen

Mit den Gleichungen (2.36), (2.50) und (2.51) gilt für das Quadrat der Statorspannung:

$$\begin{aligned} u^2 &= u_r^2 + u_s^2 \\ &= \omega^2 \cdot ((-\psi_{d,R} \sin \beta + l_r \zeta^{-1} i_s)^2 + (\psi_{d,R} \cos \beta + l_r i_r)^2) \end{aligned} \quad (2.52)$$

Diese Gleichung lässt sich in Abhängigkeit der Stromkomponenten i_r und i_s in der Normalform der Ellipsengleichung [44]

$$\frac{(i_r - i_{r,\infty})^2}{\left(\frac{u}{\omega l_r}\right)^2} + \frac{(i_s - i_{s,\infty})^2}{\zeta^2 \cdot \left(\frac{u}{\omega l_r}\right)^2} = 1 \quad (2.53)$$

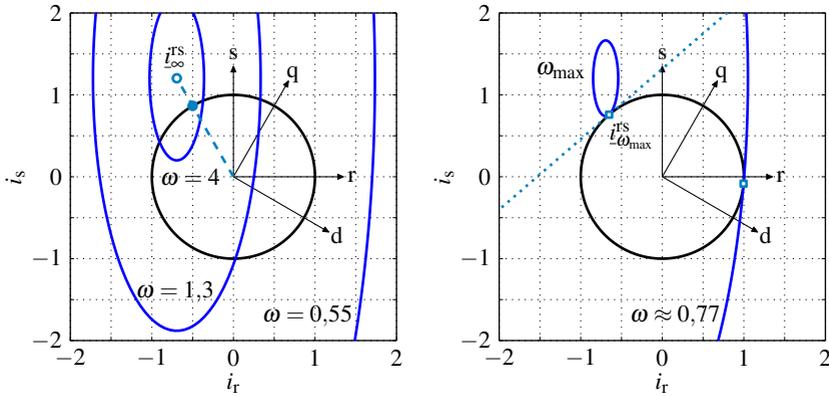
schreiben, wobei $i_{\infty}^{rs} = i_{r,\infty} + j i_{s,\infty}$ mit

$$i_{r,\infty} = -\frac{\psi_{d,R}}{l_r} \cos \beta \quad (2.54)$$

$$i_{s,\infty} = \zeta \cdot \frac{\psi_{d,R}}{l_r} \sin \beta \quad (2.55)$$

das Ellipsenzentrum definiert.

In Abbildung 2.2(a) ist das Stromebenenendiagramm der Beispielmachine aus Abbildung 1.2(a) gezeigt. Der Asymmetriewinkel β beträgt bei dieser Maschine



(a) Spannungsellipsen bei verschiedenen ω (b) Spannungsellipsen an Berührungspunkten

Abbildung 2.2: Stromkreis (—), Spannungsellipsen (—) für verschiedene ω , Ellipsenzentrum (⊙) mit Ortskurve (---) und auf Stromkreis reduziertes Ellipsenzentrum (●), Berührungspunkte (■) mit exemplarischer Tangente (⋯⋯)

30° . Mit $\psi_{d,R,max} = 0,6$ und $\zeta = 3$ sind die verbleibenden Parameter so gewählt, dass sie einer typischen PMSM mit vergrabenen Magneten entsprechen. Der schwarze Kreis entspricht dem Maximalstrom

$$i = \sqrt{i_r^2 + i_s^2} = 1. \tag{2.56}$$

Alle zulässigen Betriebspunkte liegen auf oder in dieser im Folgenden als *Stromkreis* bezeichneten Kurve.

In blau sind mehrere *Spannungsellipsen* dargestellt, die die Gleichung (2.53) für verschiedene ω mit $u = 1$ lösen. Gültige Betriebspunkte der Maschine müssen zusätzlich $u \leq 1$ aufweisen, d.h. innerhalb oder auf der zu ihrer Drehzahl gehörenden Ellipse liegen.

Die Position des Ellipsenzentrums wird durch die Maschinenparameter festgelegt. Dabei bestimmt der Asymmetriewinkel β , in welchem Quadranten sich dieses befindet. Bei den Sonderfällen magnetisch symmetrischer Maschinen liegt es auf einer der Achsen (positiver Abschnitt der s-Achse bei gewöhnlichen PMSMs, negativer Abschnitt der r-Achse bei FESMs).

Der Nenner des Summanden in Gleichung (2.53), der die s-Richtung beschreibt, ist um $\zeta^2 > 1$ größer ist als derjenige der r-Richtung. Daher sind die Ellipsen in

s-Richtung weiter ausgedehnt, stehen also senkrecht im Diagramm. Aufgrund der Division durch ω^2 ziehen sich die Ellipsen für größer werdende Winkelgeschwindigkeiten immer weiter in ihr gemeinsames Zentrum zusammen.

Das Ellipsenzentrum markiert den Zustand, an dem die Statorflussverkettung $\psi = 0$ ist. Dieser Punkt kann daher auf zwei Weisen interpretiert werden: Zum einen repräsentiert er den Strom, der sich bei $\omega \rightarrow \infty$ einstellt, zum anderen als Kurzschlussstrom, wenn die Klemmenspannung auf null gesetzt wird.

Bei Maschinen mit variabler Rotorerregung kann sich das Ellipsenzentrum auf einer Ursprungsgerade (blau gestrichelt in Abbildung 2.2(a)) bewegen, da beide Stromkomponenten linear von $\psi_{d,R}$ abhängen.

Maximaldrehzahl

Wie in Unterabschnitt 2.3.2 gezeigt wird, ist der Betrag des Ellipsenzentrums

$$|\underline{l}_{\infty}^{rs}| = i_{\infty} = \frac{\psi_{d,R}}{l_r} \sqrt{\cos^2 \beta + \zeta^2 \sin^2 \beta} \quad (2.57)$$

für die Maschinencharakteristik von großer Bedeutung. Ist er kleiner oder gleich eins, liegt das Ellipsenzentrum innerhalb des Stromkreises. Für jede Winkelgeschwindigkeit ω existiert also mindestens ein Statorstrom \underline{l}^{rs} , der sowohl innerhalb der Ellipse als auch innerhalb des Stromkreises liegt und damit einen gültigen Betriebspunkt darstellt. Maschinen mit dieser Eigenschaft haben daher keine elektromagnetisch bedingte obere Drehzahlgrenze.

Wenn jedoch wie bei der Beispielmachine $i_{\infty} > 1$ gilt, gibt es bei der Winkelgeschwindigkeit $\omega_{\max} \approx 8,67$ nur noch einen einzigen gültigen Betriebspunkt $\underline{l}_{\omega_{\max}}^{rs}$. Dieser liegt auf dem Berührungspunkt der zu ω_{\max} gehörenden Spannungselipse und dem Stromkreis. Dieser Fall ist in Abbildung 2.2(b) separat dargestellt. Dieser Berührungspunkt wird unter Zuhilfenahme der Multiplikatorenmethode von Lagrange bestimmt [44]. Bei dieser Methode wird eine Zielfunktion $f(i_r, i_s)$ unter Berücksichtigung von Randbedingungen analytisch optimiert. Als Zielfunktion eignet sich hierbei das Quadrat der Statorflussverkettung, das zu einer vergleichsweise einfachen Darstellung der Spannungsellyptengleichung (2.53) führt und für steigende Winkelgeschwindigkeiten streng monoton fällt:

$$f(i_r, i_s) = \psi^2 = \frac{u^2}{\omega^2} = (-\psi_{d,R} \sin \beta + l_r \zeta^{-1} i_s)^2 + (\psi_{d,R} \cos \beta + l_r i_r)^2 \quad (2.58)$$

Als Nebenbedingungsgleichung $\chi(i_r, i_s)$ wird die Stromkreisgleichung (2.56) eingesetzt, da auf diesem der Berührungspunkt liegen muss:

$$\chi(i_r, i_s) = i_r^2 - i_s^2 - 1 \quad (2.59)$$

Mit diesen beiden Gleichungen folgt für die Lagrange-Funktion $\Lambda(i_r, i_s, \varepsilon)$ mit dem unbestimmten Lagrange-Multiplikator ε :

$$\Lambda(i_r, i_s, \varepsilon) = f(i_r, i_s) + \varepsilon \chi(i_r, i_s) \quad (2.60)$$

Für die Lösungen des Optimierungsproblems muss gelten, dass alle partiellen Ableitungen verschwinden:

$$\frac{\partial \Lambda(i_r, i_s, \varepsilon)}{\partial i_r} = 2l_r \cdot (\psi_{d,R} \cos \beta + l_r i_r) + 2\varepsilon i_r = 0 \quad (2.61)$$

$$\frac{\partial \Lambda(i_r, i_s, \varepsilon)}{\partial i_s} = 2l_r \zeta^{-1} \cdot (\psi_{d,R} \sin \beta + l_r \zeta^{-1} i_s) + 2\varepsilon i_s = 0 \quad (2.62)$$

$$\frac{\partial \Lambda(i_r, i_s, \varepsilon)}{\partial \varepsilon} = i_r^2 + i_s^2 - 1 = 0 \quad (2.63)$$

Durch Lösen der Gleichungen (2.61) und (2.62) nach ε resultiert nach Gleichsetzen und Umformen:

$$\frac{i_r}{i_s} = \frac{\psi_{d,R} \cos \beta + l_r i_r}{\psi_{d,R} \sin \beta + l_r \zeta^{-1} i_s} \zeta \quad (2.64)$$

Diese Gleichung ist die mathematische Formulierung der Tatsache, dass die Tangenten des Stromkreises und der gesuchten Spannungsellipse die gleiche Steigung aufweisen, wie dies in Abbildung 2.2(b) durch die türkis gepunktete Linie angedeutet ist. Dieser Gleichungstyp wird im Folgenden *Tangentengleichung* genannt. Wird die Nebenbedingungsgleichung (2.63) nach i_r aufgelöst und das Ergebnis in diese Gleichung eingesetzt, resultiert für i_s eine quartische Gleichung der Form

$$c_4 i_s^4 + c_3 i_s^3 + c_2 i_s^2 + c_1 i_s + c_0 = 0. \quad (2.65)$$

Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind die Koeffizienten der Gleichung in Anhang A.1.1 aufgeführt. Die bis zu vier Lösungen der Gleichung für den Wert von i_s geben die s-Komponente der Punkte auf dem Stromkreis an, an denen Spannungsellipsen einen Berührungspunkt bilden. Die Lösung der Gleichung erfolgt

zweckmäßig durch geeignete numerische Software [D1]. Zur Bestimmung der r-Komponenten der Berührungspunkte werden mittels Gleichung (2.63) für jedes i_s zwei mögliche i_r -Werte bestimmt. Die so gefundenen acht Stromraumzeiger werden in Gleichung (2.64) eingesetzt. Diejenigen, die die Gleichung lösen, stellen die gesuchten Berührungspunkte dar.

Zu jedem der gefundenen Stromwerte kann die zu der berührenden Spannungsellipse gehörende Drehzahl durch Umstellen der Gleichung (2.52) nach ω gefunden werden. Der höchste gefundene Wert stellt die tatsächliche Maximaldrehzahl ω_{\max} beim Strom $\underline{i}_{\omega_{\max}}^{\text{TS}}$ dar. Alle anderen Werte liefern Ellipsen, die den Stromkreis zwar in einem Punkt berühren, mit diesem jedoch noch weitere gemeinsame Punkte teilen. Die Relevanz solcher Punkte wird in Unterabschnitt 2.3.2 deutlich. Die Beispielmachine weist zwei Berührungspunkte auf, die in Abbildung 2.2(b) eingezeichnet sind.

Im Fall von Maschinen mit variabler Rotorerregung existiert keine Maximaldrehzahl, da sich das Zentrum der Spannungsellipsen gemäß Gleichungen (2.54) und (2.55) beliebig weit in den Stromkreis verschieben lässt, wodurch stets zulässige Betriebspunkte existieren.

2.2.3 Drehmoment

Mit den Gleichungen (2.4), (2.23) und (2.24) gilt für das normierte Drehmoment allgemein:

$$m = \Im \left\{ \underline{\psi}^{\text{K}*} \underline{i}^{\text{K}} \right\} \quad (2.66)$$

Die Wahl des Bezugssystems K für die Raumzeiger $\underline{\psi}^{\text{K}}$ und \underline{i}^{K} spielt dabei keine Rolle, da sich die entsprechenden Drehfaktoren durch die konjugiert komplexe Multiplikation aufheben. Nach Einsetzen der Flussverkettungsgleichungen (2.45) und (2.46) folgt:

$$m = \psi_{\text{d,R}} \cdot (i_r \sin \beta + i_s \cos \beta) + l_r \bar{\zeta} i_r i_s \quad (2.67)$$

Der rechte Summand stellt den Beitrag des Reluktanzmoments dar, der linke Summand den des synchronen Moments. Der Faktor $(i_r \sin \beta + i_s \cos \beta)$ ist gemäß Gleichung (2.39) nichts anderes als der Strom in q-Richtung.

Drehrichtung

Aus den Gleichungen (2.45), (2.46) und (2.67) ist ersichtlich, dass die Flussverkettung und das Drehmoment lediglich vom Strom und den Maschinenparametern abhängen, nicht aber von ω . Darüber hinaus besteht gemäß Gleichung (2.9) ein linearer Zusammenhang zwischen ω und dem Spannungsraumzeiger.

Die Drehrichtung der Maschine beeinflusst daher lediglich das Vorzeichen des Spannungsraumzeigers. Seine Länge, die Flussverkettung oder gar das Drehmoment bleiben jedoch unverändert. Die Drehrichtung hat daher keinen Einfluss auf die Maschinencharakteristik. Aus diesem Grund werden im Rahmen dieser Arbeit lediglich positive Drehzahlen berücksichtigt. Dadurch bezeichnen die Begriffe *motorisch* und *generatorisch* eindeutig die Wirkrichtung und das Vorzeichen des Drehmoments.

Extrema des Drehmoments

Die Wirkrichtung, in die eine Maschine ihr betraglich größtes Drehmoment aufbringen kann, wird durch den Asymmetriewinkel β bestimmt. Mit Abbildung 2.3 und $m_{\max} = \max(m(i=1, \gamma_q))$ sowie $m_{\min} = \min(m(i=1, \gamma_q))$ können drei Fälle unterschieden werden:

$$\begin{aligned} (\beta \bmod 90^\circ) = 0^\circ &\iff m_{\max} = |m_{\min}| \\ 0^\circ < (\beta \bmod 180^\circ) < 90^\circ &\iff m_{\max} > |m_{\min}| \\ 90^\circ < (\beta \bmod 180^\circ) < 180^\circ &\iff m_{\max} < |m_{\min}| \end{aligned} \quad (2.68)$$

Der Wertebereich von β kann aufgrund der Periodizität des Reluktanzmoments auf einen Bereich von 180° eingeschränkt werden, da die magnetische Situation für die zwei Werte β_1 und $\beta_2 = \beta_1 + 180^\circ$ identisch ist.

Eine Analyse der Drehmomentkurven für verschiedene β in Abbildung 2.3 ergibt, dass für die Grenzfälle $(\beta \bmod 180^\circ) = 135^\circ$ zwei gleich große Drehmomentmaxima an verschiedenen Stellen des Vorsteuerwinkels γ_q existieren. Bei allen anderen Winkeln existiert ein einzelnes globales Maximum. Wird β erhöht und ein solcher Grenzfall durchlaufen, schrumpft das globale Drehmomentmaximum und wird durch das zweite Maximum abgelöst. Der Bereich für β wird daher auf $-45^\circ \leq \beta < 135^\circ$ beschränkt, wodurch eine kontinuierliche Analyse des Parameterraums ohne Sprünge möglich wird (siehe hierzu Unterabschnitt 2.4.1).

Aus der in Abbildung 2.3 gezeigten Kurvenschar kann bereits ein möglicher Drehmomentgewinn durch magnetische Asymmetrie berechnet werden. Aller-

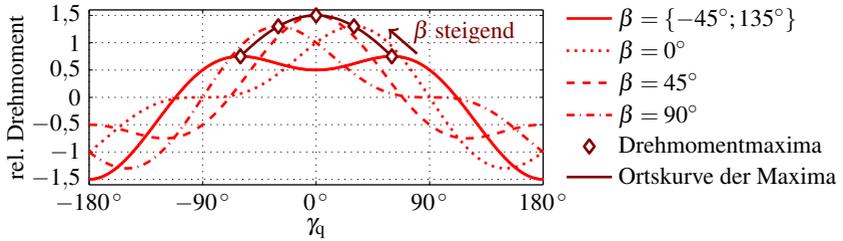


Abbildung 2.3: Drehmomentkurven in Abhängigkeit des Vorsteuerwinkels γ_q bei unterschiedlichen Werten von β . Wie in den Abbildungen 1.1 und 1.2 gilt $\max(m_{\text{syn}}) = 1$ und $\max(m_{\text{rel}}) = 0,5$.

dings unterscheiden sich die zu den gezeigten Kurven gehörenden Maschinen in ihrer magnetischen Ausnutzung, wodurch kein neutraler Vergleich möglich ist. Dieser findet in Abschnitt 2.4 statt, wo auch der maximale Drehmomentgewinn beziffert wird.

Drehmomenthyperbeln

Mit den Parametern

$$i_{r,0} = -\frac{\psi_{d,R}}{l_r \bar{\zeta}} \cos \beta, \quad (2.69)$$

$$i_{s,0} = -\frac{\psi_{d,R}}{l_r \bar{\zeta}} \sin \beta, \quad (2.70)$$

$$m_0 = -\frac{\psi_{d,R}^2}{2l_r \bar{\zeta}} \sin 2\beta \quad (2.71)$$

kann Gleichung (2.67) in der Form

$$m = m_0 + l_r \bar{\zeta} \cdot (i_r - i_{r,0}) \cdot (i_s - i_{s,0}) \quad (2.72)$$

dargestellt werden. Gemäß [44] handelt es sich daher bei der Drehmomentgleichung um eine Hyperbelgleichung mit gleichseitigen Hyperbeln.

In Abbildung 2.4(a) ist das Drehmoment für die Beispielmachine aus dem vorangehenden Unterabschnitt visualisiert. Bei den roten Kurven handelt es sich um *Drehmomenthyperbeln*, die Punkte gleichen Drehmoments verbinden. Die

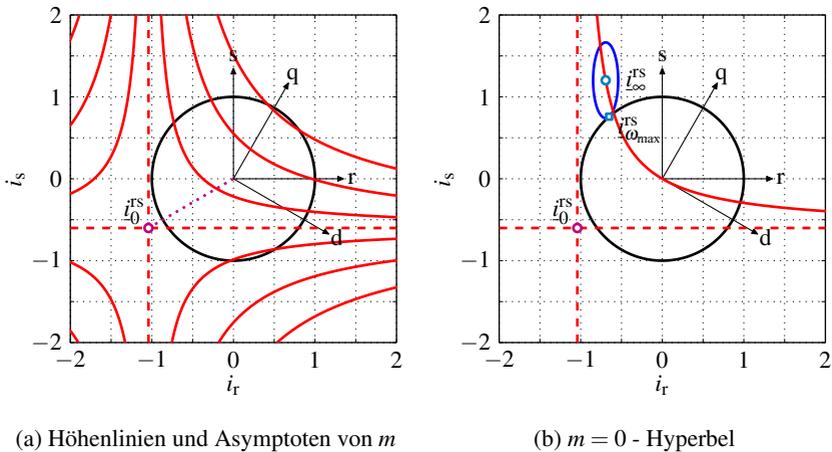


Abbildung 2.4: Stromkreis (—), Drehmomenthyperbeln (—) und -asymptoten (---), Sattelpunkt des Drehmoments (⊙) mit Ortskurve (⋯⋯), Spannungsellipse bei ω_{\max} (—) mit Berührungspunkt (⊠), Ellipsenzentrum (⊙)

waagerechte und senkrechte Asymptote der Drehmomentfunktion sind rot gestrichelt dargestellt.

Der Punkt $i_0^{rs} = i_{r,0} + j i_{s,0}$ stellt den Schnittpunkt der Asymptoten und gleichzeitig den Sattelpunkt der Drehmomentfunktion dar. An diesem Punkt gilt $m = m_0$. Seine Lage relativ zum Achsensystem wird lediglich durch den Asymmetriewinkel β bestimmt. Im Sonderfall magnetisch symmetrischen Maschinen liegt er auf der d-Achse und es gilt $m_0 = 0$.

Wie auch schon das Spannungsellipsenzentrum ist die Lage des Sattelpunkts linear von $\psi_{d,R}$ abhängig. Bei Maschinen mit variabler Rotorerregung bewegt sich der Sattelpunkt daher ebenfalls auf einer Ursprungsgeraden, wenn die Rotorerregung verändert wird. Diese Gerade ist magentafarben gepunktet dargestellt. Für den Extremfall $\psi_{d,R} = 0$ fällt der Sattelpunkt in den Ursprung. Die Maschine entspricht dann einer synchronen Reluktanzmaschine.

In Abbildung 2.4(b) ist diejenige Hyperbel eingezeichnet, auf der $m = 0$ gilt. Aus Gleichung (2.67) geht hervor, dass das Drehmoment null sein muss, wenn der Strom null ist. Ferner ist auch das Drehmoment im Zentrum der Spannungsellipsen i_{∞}^{rs} null, wie durch einsetzen von Gleichungen (2.54) und (2.55)

in Gleichung (2.67)⁶ oder durch Betrachtung der Leistungsbilanz (2.34) hervorgeht. Aus diesem Grund liegen beide Punkte immer auf derselben Hyperbel, die das Drehmoment $m = 0$ repräsentiert.

Der Punkt $i_{\omega_{\max}}^{\text{rs}}$, der bei der Maximaldrehzahl als einziger erreicht werden kann, liegt im Allgemeinen jedoch nicht auf dieser Hyperbel. Bei Maximaldrehzahl produzieren magnetisch asymmetrische Maschinen daher im Allgemeinen ein von null verschiedenes Drehmoment. Diese Eigenschaft wird in Unterabschnitt 2.3.3 hervorgehoben.

2.2.4 Leistungsfaktor und maximale Leistung

Für die Auslegung und Beurteilung der Maschine stellt die maximal erreichbare Leistung ein wichtiges Kriterium dar. Diese kann auf analytischem Wege über den Leistungsfaktor bestimmt werden.

Der Leistungsfaktor ist definiert als der Quotient aus Wirkleistung und Scheinleistung, wobei letztere im Allgemeinen Oberschwingungen enthalten kann [28]. Gemäß Voraussetzungen in diesem Kapitel werden jedoch nur Grundschwingungen berücksichtigt, wodurch der Leistungsfaktor durch $\cos \varphi$ ausgedrückt werden kann.

Berechnung des Phasenverschiebungswinkels

Nach Abbildung 2.5(a) gilt für den Spannungs- und Stromraumzeiger mit dem ab der r-Achse gemessenen Vorsteuerwinkel γ_r :

$$\underline{i}^{\text{rs}} = i \cdot e^{j\gamma_r} \quad (2.73)$$

$$\underline{u}^{\text{rs}} = u \cdot e^{j(\gamma_r + \varphi)} \quad (2.74)$$

Der Stromraumzeiger kann in Abhängigkeit des Spannungsraumzeigers und mit Gleichung (2.9) in Abhängigkeit des Flussverkettungsraumzeigers ausgedrückt werden:

$$\begin{aligned} \underline{i}^{\text{rs}} &= \frac{i}{u} \underline{u}^{\text{rs}} \cdot e^{-j\varphi} \\ &= j \cdot \frac{i\omega}{u} \underline{\psi}^{\text{rs}} \cdot e^{-j\varphi} \end{aligned} \quad (2.75)$$

⁶Die beiden Summanden von Gleichung (2.67) sind im Allgemeinen nicht null, besitzen jedoch ein umgekehrtes Vorzeichen: Das Reluktanz- und das synchrone Moment kompensieren sich in $\underline{i}_{\infty}^{\text{rs}}$.

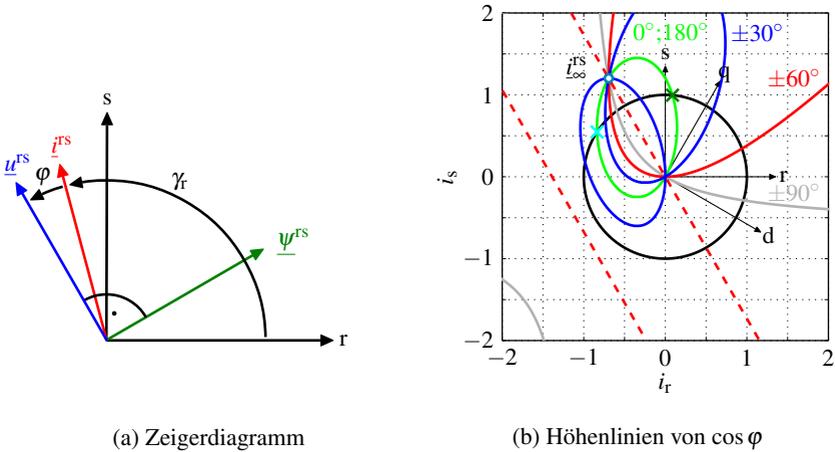


Abbildung 2.5: Links: Zeigerdiagramm zur Berechnung des Leistungsfaktors. Rechts: Stromkreis (—), Höhenlinien von $\cos \varphi$ für verschiedene φ und Ellipsenzentrum (•). An (x) gilt $\cos \varphi = +1$, an (x) gilt $\cos \varphi = -1$.

Für die Real- und Imaginärteile muss damit gelten:

$$\begin{aligned} \Re \{ \underline{i}^{rs} \} &= i_r = \frac{i\omega}{u} \cdot \Re \{ j \underline{\psi}^{rs} \cdot e^{-j\varphi} \} \\ &= \frac{i\omega}{u} \cdot (\psi_r \sin \varphi - \psi_s \cos \varphi) \end{aligned} \quad (2.76)$$

$$\begin{aligned} \Im \{ \underline{i}^{rs} \} &= i_s = \frac{i\omega}{u} \cdot \Im \{ j \underline{\psi}^{rs} \cdot e^{-j\varphi} \} \\ &= \frac{i\omega}{u} \cdot (\psi_r \cos \varphi + \psi_s \sin \varphi) \end{aligned} \quad (2.77)$$

Durch Division können die Amplituden der Raumzeiger eliminiert werden:

$$\frac{i_r}{i_s} = \frac{\psi_r \sin \varphi - \psi_s \cos \varphi}{\psi_r \cos \varphi + \psi_s \sin \varphi} \quad (2.78)$$

Nach φ aufgelöst ergibt sich mit den Flussverkettungsgleichungen (2.45) und (2.46):

$$\varphi(i_r, i_s) = \arctan \left(\frac{\psi_{d,R} \zeta \cdot (i_r \cos \beta - i_s \sin \beta) + l_r \zeta i_r^2 + l_r i_s^2}{\psi_{d,R} \zeta \cdot (i_r \sin \beta + i_s \cos \beta) + l_r i_r i_s \cdot (\zeta - 1)} \right) \quad (2.79)$$

Diese Gleichung ist definiert für alle Betriebspunkte, an denen $i_r^{rs} \neq 0$, $i_s^{rs} \neq i_\infty^{rs}$ und $\omega \neq 0$ gilt. Insbesondere ist die Unabhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit hervorzuheben, wodurch jedem Punkt der Stromebene ein eindeutiger Phasenverschiebungswinkel und damit ein eindeutiger Leistungsfaktor zugeordnet werden kann.

Darstellung des Leistungsfaktors in der Stromebene

Gleichung (2.79) kann in der Form der allgemeinen Kegelschnittgleichung

$$c_0 i_r^2 + 2c_1 i_r i_s + c_2 i_s^2 + 2c_3 i_r + 2c_4 i_s + c_5 = 0 \quad (2.80)$$

mit den Koeffizienten

$$\begin{aligned} c_0 &= l_r \cos \varphi \\ c_1 &= -\frac{1}{2} l_r \bar{\zeta} \sin \varphi \\ c_2 &= l_r \zeta^{-1} \cos \varphi \\ c_3 &= \frac{1}{2} \psi_{d,R} \cdot (\cos \beta \cos \varphi - \sin \beta \sin \varphi) \\ c_4 &= -\frac{1}{2} \psi_{d,R} \cdot (\cos \beta \sin \varphi + \sin \beta \cos \varphi) \\ c_5 &= 0 \end{aligned} \quad (2.81)$$

notiert werden [44]. Durch Nullsetzen der Invarianten

$$\Upsilon = \begin{vmatrix} c_1 & c_2 \\ c_2 & c_3 \end{vmatrix} = 0 \quad (2.82)$$

und Auflösen nach φ kann gezeigt werden, dass es sich bei den Höhenlinien von $\cos \varphi$ in der Stromebene um Ellipsen und Hyperbeln handelt, solange

$$\varphi_{\text{r}} \neq \pm \arctan \left(\frac{2\sqrt{\zeta}}{\zeta - 1} \right) \quad (2.83)$$

ist.

In Abbildung 2.5(b) sind einige dieser Höhenlinien für verschiedene Werte von $\cos \varphi$ für die Beispielmachine gegeben. In der unmittelbaren Nähe des Ursprungs und des Punktes i_{r}^{rs} gilt, dass jeder beliebige Leistungsfaktor im Bereich $-1 \leq \cos \varphi \leq 1$ vorkommt und das Vorzeichen des Leistungsfaktors beim Durchqueren der Punkte umgekehrt wird. Dies kann mit dem folgenden Gedankenexperiment begründet werden: Bei $i_{\text{r}}^{\text{rs}} = 0$ herrscht in der Maschine im Allgemeinen eine Vormagnetisierung, die durch den Rotor erzeugt wird. Erhöht man den Strom um einen infinitesimal kleinen Betrag und lässt den Stromraumzeiger eine vollständige Umdrehung um den Ursprung durchlaufen, wirkt sich dies praktisch nicht auf den Flussverkettungsraumzeiger aus. Dieser oszilliert zwar leicht, seine Richtung bleibt jedoch im Wesentlichen konstant. Daher kann in Ursprungsnähe jeder beliebige Winkel zwischen Strom- und Flussverkettungsraumzeiger und gemäß Gleichung (2.75) jeder beliebige Leistungsfaktor eingestellt werden. Bei Umkehrung der Richtung des Stromraumzeigers muss sich daher auch der Leistungsfaktor umkehren. Dieselbe Argumentation kann für den Punkt i_{r}^{rs} durchgeführt werden, wobei hier der Flussraumzeiger null ist und variiert wird, was sich nur unwesentlich auf den Stromraumzeiger auswirkt. Die graue Hyperbel in Abbildung 2.5(b) teilt den Stromkreis in zwei Teile, die ein unterschiedliches Vorzeichen im Leistungsfaktor aufweisen. Die grüne Ellipse markiert alle Punkte, auf denen der ideale Leistungsfaktor erreicht wird. Die rechte, durch das dunkelgrüne Kreuz markierte Stelle entspricht dabei dem Punkt auf dem Stromkreis, an dem $\cos \varphi = +1$ gilt. Entsprechend gilt im türkis markierten Punkt $\cos \varphi = -1$.

Im gezeigten Fall gilt $\varphi_{\text{r}} = \pm 60^\circ$. Ein Teil der Höhenlinien (gestrichelt gezeichnet) gehört damit nicht zur Gruppe der Ellipsen und Hyperbeln. Die Abbildung legt nahe, dass es sich dabei um eine Doppelgerade handelt [44]. Weil für i_{r} jedoch keine analytische Gleichung bekannt ist, kann kein mathematischer Beweis hierfür erbracht werden.

Qualitative Bewertung der Leistungsfähigkeit

Nach Gleichung (2.15) und den Normierungsvorschriften gilt für die Leistung der Maschine:

$$p = u \cdot i \cdot \cos \varphi \quad (2.84)$$

In jedem gültigen Betriebspunkt der Stromebene kann u abhängig von ω einen Wert zwischen null und eins annehmen, ohne dass sich der Wert von $\cos \varphi$ verändert. Da auf dem Stromkreis $i = 1$ ist, gilt bei Auftreten von $u = 1$ auf jedem Punkt des Stromkreises für die dort maximal bzw. minimal erreichbare Leistung $p = \cos \varphi$.

Es wird angenommen, dass jede den Ursprung verlassende Höhenlinie den Punkt i_{∞}^{rs} passiert. Damit kann festgehalten werden, dass bei Maschinen mit $i_{\infty} > 1$ jeder Leistungsfaktor im Bereich $-1 \leq \cos \varphi \leq 1$ auf dem Stromkreis vorkommt, da jede Höhenlinie an mindestens einer Stelle den Kreis schneiden muss. Insbesondere gilt das für die Ellipse mit $-\cos \varphi = \pm 1$ (siehe Abbildung 2.5(b)). Solche Maschinen erreichen mit $\omega \geq 0$ daher sowohl im motorischen als auch im generatorischen Betrieb eine maximale bzw. minimale Leistung von $p = \pm 1$.

Fällt i_{∞} unter eins, zeigt eine numerische Analyse, dass der Bereich möglicher Leistungsfaktoren auf dem Stromkreis abhängig von den Maschinenparametern schmaler wird. Diese Reduktion läuft im Allgemeinen jedoch nicht symmetrisch ab, sodass entweder $p = \cos \varphi = +1$ oder $p = \cos \varphi = -1$ für ausreichend hohe Werte von i_{∞} immer noch erreicht werden können. In diesen Fällen schneidet die Ellipse den Stromkreis nur noch mit einem der beiden Ellipsenabschnitten zwischen dem Ursprung und i_{∞}^{rs} . Maschinen mit geringen Werten von i_{∞} erreichen an keinem Punkt $|p| = 1$.

Berechnung der maximalen Leistung

Im Folgenden wird angenommen, dass die maximal bzw. minimal erreichbare Leistung einer Maschine bei $i = 1$ erreicht wird, der entsprechende Punkt in der Stromebene also auf dem Stromkreis liegt⁷. Um die Maximal- und Mini-

⁷Diese Annahme bleibt im Rahmen dieser Arbeit mathematisch unbewiesen. Die grafische Auswertung des Verlaufs der Höhenlinien der Funktion $i \cos \varphi = p(u = 1)$ zeigt jedoch, dass alle sich im Stromkreis befindlichen Höhenlinien diesen schneiden, die gesuchte Höhenlinie mit dem höchsten bzw. niedrigsten Wert den Stromkreis jedoch nur berührt. Die betraglich maximale Leistung tritt also auf dem Stromkreis auf. Höhere Werte von $|\cos \varphi|$ werden im Innern des Stromkreises durch geringere Werte von i überkompensiert.

malwerte der Leistung und die korrespondierenden Ströme zu bestimmen, wird auch hier die Methode der Lagrange-Multiplikatoren angewendet (siehe Unterabschnitt 2.2.2). Für die Zielfunktion und die Nebenbedingung gilt hier:

$$f(i_r, i_s) = \cos \varphi(i_r, i_s) \quad (2.85)$$

$$\chi(i_r, i_s) = i_r^2 - i_s^2 - 1 \quad (2.86)$$

Das Auflösen der resultierenden Tangentengleichung nach der Stromkomponenten i_r führt in diesem Fall auf zwei unterschiedliche Lösungen L_1 und L_2 der Form

$$i_{r,\{L_1, L_2\}} = \frac{C_{3,\{L_1, L_2\}} \pm \sqrt{C_{2,\{L_1, L_2\}} i_s^2 + C_{1,\{L_1, L_2\}} i_s + C_{0,\{L_1, L_2\}}}}{C_{4,\{L_1, L_2\}}}. \quad (2.87)$$

Nach Einsetzen in die Nebenbedingung (2.86) resultieren für i_s ebenfalls quartische Gleichungen (2.65). Die Koeffizienten aller Gleichungen sind in Anhang A.1.2 aufgeführt.

Die Lösungen L_1 stellen unter Berücksichtigung der Nebenbedingung (2.86) diejenigen Punkte dar, an denen eine Leistungsfaktor-Ellipse mit dem Betrag 1 den Stromkreis schneidet. Obwohl es sich dabei um Schnittpunkte handelt, stellen diese Punkte dennoch lokale Extrema auf dem Kreis dar, weil auf beiden Seiten der Höhenlinien der Betrag des Leistungsfaktors kleiner als eins wird.

Die Lösungen L_2 geben Punkte an, an denen eine beliebige Ellipse und der Stromkreis einen Berührungspunkt bilden. Die Leistungsfaktoren dieser Lösungsgruppe können einen kleineren Betrag als eins haben, stellen aber aufgrund der gemeinsamen Tangente mit dem Stromkreis ebenfalls lokale Extrema dar. Durch Einsetzen der Lösungen in Gleichungen (2.79) können die globalen Maxima und Minima von $\cos \varphi$ bestimmt werden.

2.3 Betriebsverhalten

Im vorangehenden Abschnitt sind Methoden beschrieben, mit deren Hilfe bereits erste Aussagen zu den Leistungseigenschaften magnetisch asymmetrischer Maschinen gemacht werden können. So können etwa die Werte für die maximale Drehzahl und die maximale Leistung auf analytischem Weg direkt aus den Maschinenparametern bestimmt werden. Häufig interessieren jedoch auch Maschineneigenschaften wie etwa das maximale Drehmoment oder solche, die

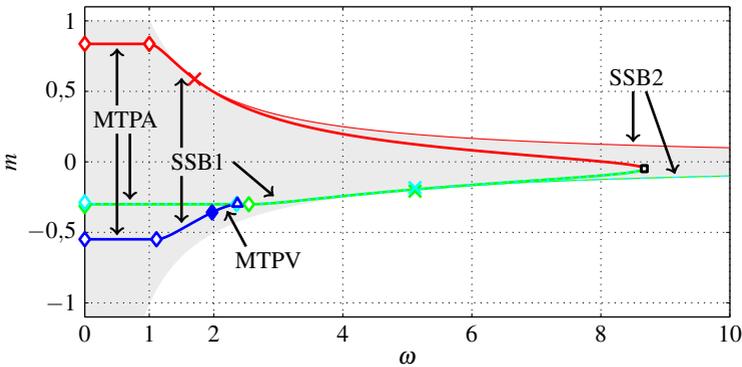


Abbildung 2.6: Drehmomentkennlinien und Betriebsarten der Beispielmaschine mit fester Erregung (dicke Linien) und variabler Erregung (dünne Linien). Die Bedeutung der unterschiedlichen Trajektorien, Punkte und Betriebsarten wird in Unterabschnitt 2.3.2 herausgearbeitet. Der im Idealfall nutzbare Bereich ist grau hinterlegt.

auf der drehzahlabhängigen Drehmoment- und Leistungscharakteristik der Maschine beruhen, wie etwa die Breite des Konstantleistungsbereiches [9]. Für die im vorangehenden Abschnitt eingeführte Beispielmaschine mit den Werten $\psi_{d,R,\max} = 0,6$, $\zeta = 3$ und $\beta = 30^\circ$ sind die Drehmomentkennlinien in Abbildung 2.6 gegeben, die der Veranschaulichung weiterer Analysen dienen. An diesem Diagramm wird deutlich, dass hierfür neben dem Aufstellen der Grundgleichungen zwei Schritte notwendig sind:

- Die Ansteuervorschriften für verschiedene Betriebsarten müssen formuliert werden, sodass das maximale bzw. minimale Drehmoment bei unterschiedlichen Randbedingungen erreicht werden kann. Zu diesen Randbedingungen gehört das Erreichen der Strom-, der Spannungs- oder der Erregungsgrenze sowie Kombinationen davon.
- Abhängig von der Drehzahl und der Wirkrichtung des Drehmoments muss die drehmomentoptimale Betriebsart ausgewählt werden.

Im ersten Teil dieses Abschnitts werden die Ansteuervorschriften der vier relevanten Betriebsarten entwickelt. Im zweiten Teil wird ein heuristisches Verfahren beschrieben, das die zu einer Drehzahl passende Betriebsart auswählt. Im letzten Teil werden die Betriebsarten in der richtigen Reihenfolge auf die

Beispielmaschine angewendet, wodurch ihre Drehzahl- und Leistungskennlinien bestimmt werden können.

Statt durch einen analytischen Ansatz könnten diese Kennlinien auch durch numerische Optimierung der Maschinengleichungen gewonnen werden. Dagegen sprechen jedoch drei Argumente. Erstens wäre die Rechenzeit deutlich länger, da statt dem Lösen einer analytischen Gleichung iterative Berechnungen durchgeführt werden müssen. Dies mag bei einer einzelnen Maschine noch vertretbar sein. Soll jedoch der gesamte Parameterraum in feiner Auflösung analysiert werden, ist dieser Ansatz nicht zweckmäßig. Zweitens können Konvergenzprobleme auftreten, die die Rechnung weiter verlangsamen und die Ergebnisse unbrauchbar machen. Drittens wäre der Erkenntnisgewinn über die Natur magnetisch asymmetrischer Maschinen deutlich geringer, da ihr grundlegendes Verhalten verborgen bliebe.

2.3.1 Betriebsarten

Die bei der Berechnung der Maschinencharakteristik zu berücksichtigenden Nebenbedingungen sind die Grenzwerte für den Statorstrom und die Statorspannung. Bei Maschinen mit variabler Rotorerregung ist zudem die Grenze ebenjener einzuhalten. Es wird davon ausgegangen, dass für die Drehzahl keine besonderen Grenzwerte außer der elektromagnetisch definierten maximalen Drehzahl existieren (siehe Unterabschnitt 2.2.2) und der Wert des Statorflusses ebenfalls nicht weiter berücksichtigt werden muss.

Die drei begrenzenden Maschinengrößen liefern $2^3 = 8$ mögliche Permutationen von Nebenbedingungen. Für die Berechnung der Drehmoment- und Leistungskennlinien sind jedoch nur vier Fälle zu unterscheiden⁸:

1. Beim Betrieb an der Stromgrenze mit voller Erregung (MTPA) gelten $i = 1$ und $\psi_{d,R} = \psi_{d,R,max}$. Die Spannungsgrenze ist nicht erreicht ($u \leq 1$).
2. Beim Betrieb an der Spannungsgrenze mit voller Erregung (MTPV) gelten $u = 1$ und $\psi_{d,R} = \psi_{d,R,max}$. Die Stromgrenze ist nicht erreicht ($i \leq 1$).
3. Bei gleichzeitiger Strom- und Spannungsbegrenzung bei voller Erregung (SSB1) sind alle Grenzen erreicht ($i = u = 1$, $\psi_{d,R} = \psi_{d,R,max}$).
4. Ist die Rotorerregung variabel, können gleichzeitig die Strom- und Spannungsgrenze erreicht sein ($i = u = 1$), die Erregungsgrenze aber noch nicht ($\psi_{d,R} \leq \psi_{d,R,max}$, SSB2).

⁸Sind die Grenzen von mindestens zwei Größen nicht erreicht, zeigt die Erfahrung, dass der korrespondierende Lastpunkt nicht das maximale bzw. minimale Drehmoment darstellt. Bei Erhöhung einer der Größen folgt immer ein betragsmäßig größeres Drehmoment.

Literaturüberblick

Für magnetisch symmetrische Maschinen sind die Fälle 1, 2 und 3 in der Fachliteratur hinreichend beschrieben und mittlerweile auch in Standardwerken enthalten [27]. Der auf fremderregte Synchronmaschinen anwendbare Fall 4 ist ebenfalls für magnetisch symmetrische Maschinen aus der Literatur bekannt [45, 46].

Für magnetisch asymmetrische Maschinen existieren in der Literatur hingegen fast keine Vorschriften für den optimalen Betrieb. Lediglich Chalmers hat in seinen Arbeiten zum Two Part Rotor [38, 39] ein Verfahren für den Fall 1 beschrieben, das jedoch auf numerischer Optimierung beruht und keinen analytischen Ansatz bietet. Im Folgenden werden daher für jede der vier Betriebsarten analytische Berechnungsvorschriften für die drehmomentoptimale Ansteuerung hergeleitet.

Aus Gründen der Kompaktheit werden hier nur die allgemeinen Fälle mit beliebigen Parametern $\psi_{d,R,\max}$, ζ und β betrachtet. Für die magnetisch symmetrischen Sonderfälle $\psi_{d,R,\max} = 0$, $\zeta = 1$, $\beta = \{0^\circ, 90^\circ\}$ und Kombinationen davon können mit den gleichen Ansätzen vereinfachte Vorschriften gefunden werden.

Betrieb an der Stromgrenze (MTPA)

Beim drehmomentoptimalen Betrieb an der Stromgrenze ist $\psi_{d,R} = \psi_{d,R,\max}$ und für den Betrag des Statorstroms gilt $i = 1$. Der Vorsteuerwinkel γ_r ist der verbleibende Freiheitsgrad und wird für die Drehmomentoptimierung genutzt. Gesucht sind also die Extrema der Zielfunktion

$$f(i_r, i_s) = m = m_0 + l_r \bar{\zeta} \cdot (i_r - i_{r,0}) \cdot (i_s - i_{s,0}) \quad (2.88)$$

mit der Nebenbedingung

$$\chi(i_r, i_s) = i_r^2 - i_s^2 - 1. \quad (2.89)$$

Analog zu Gleichungen (2.60) bis (2.64) folgt für die Tangentengleichung:

$$\frac{i_r}{i_s} = \frac{i_s - i_{s,0}}{i_r - i_{r,0}} \quad (2.90)$$

Diese Gleichung beschreibt gleichseitige Hyperbeln, wie durch Umstellen in die Normalform der Hyperbelgleichung

$$\frac{\left(i_r - \frac{1}{2}i_{r,0}\right)^2}{\frac{1}{4}\left(i_{r,0}^2 - i_{s,0}^2\right)} - \frac{\left(i_s - \frac{1}{2}i_{s,0}\right)^2}{\frac{1}{4}\left(i_{r,0}^2 - i_{s,0}^2\right)} = 1 \quad (2.91)$$

nachgewiesen werden kann [44]. Die im Folgenden als *MTPA-Hyperbeln* bezeichneten Kurven sind für die Beispielmachine in Abbildung 2.7(a) eingezeichnet. Abhängig von β sind sie entweder seitlich oder nach oben und unten geöffnet. Der Mittelpunkt der Hyperbeln $\underline{i}_{Z,A}^{\text{TS}}$ liegt bei

$$\underline{i}_{Z,A}^{\text{TS}} = \frac{1}{2}i_{r,0} + j\frac{1}{2}i_{s,0}. \quad (2.92)$$

Die Hyperbelgleichung kann nach einer der Stromkomponenten aufgelöst werden, sodass folgt:

$$i_r = \frac{1}{2}i_{r,0} \pm \frac{1}{2}\sqrt{i_{r,0}^2 + 4i_s^2 - 4i_{s,0}i_s} \quad (2.93)$$

$$i_s = \frac{1}{2}i_{s,0} \pm \frac{1}{2}\sqrt{i_{s,0}^2 + 4i_r^2 - 4i_{r,0}i_r} \quad (2.94)$$

Der Drehmomentsattelpunkt i_0^{TS} sowie der Ursprung stellen jeweils eine gültige Lösung dieser Gleichungen dar, wobei jeweils entweder die Gleichung mit positiver oder negativer Wurzel gelöst wird. Das bedeutet, dass eine der Hyperbeln durch den Ursprung verläuft und die andere Hyperbel durch i_0^{TS} . Das absolute Drehmomentmaximum der Maschine liegt stets auf der Hyperbel, die durch den Ursprung verläuft. Diese Hyperbel wird im Folgenden als *primäre MTPA-Hyperbel* bezeichnet. Die Hyperbel, die durch den Drehmomentsattel läuft, verbindet lediglich lokale Extrema der Drehmomentfunktion auf einem Kreis um den Ursprung. Diese Hyperbel wird *sekundäre MTPA-Hyperbel* genannt. Während die primäre MTPA-Hyperbel den Stromkreis stets in zwei Punkten schneidet, kann die sekundäre ebenfalls zwei Schnittpunkte, einen einzelnen Berührungspunkt oder keine gemeinsamen Punkte mit dem Stromkreis aufweisen.

Zur Berechnung der im Folgenden als *MTPA-Punkte* bezeichneten Schnittpunkte wird die Nebenbedingung (2.89) in die Tangentengleichung (2.90) eingesetzt und zu einer Stromkomponenten aufgelöst. Bei der Elimination von i_s folgt für die Lösung nach i_r eine quartische Gleichung der Form (2.65), deren

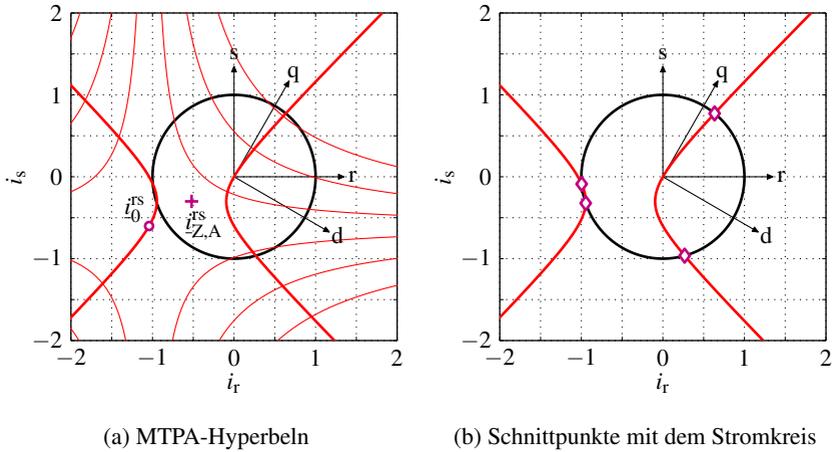


Abbildung 2.7: Stromkreis (—), Drehmomenthyperbeln (—) MTPA-Hyperbeln (—) mit Symmetriezentrum (+) und Sattelpunkt des Drehmoments (o) sowie MTPA-Punkte (o)

Koeffizienten in Anhang A.1.3 gegeben sind. Die MTPA-Punkte der Beispielmaschine sind in Abbildung 2.7(b) zu sehen.

Durch Einsetzen der MTPA-Punkte in die Drehmomentgleichung (2.67) werden die zugehörigen Drehmomente ermittelt, wodurch das maximale und minimale Drehmoment der Maschine bestimmt werden kann. Für die Beispielmaschine resultieren die in Abbildung 2.6 bei $\omega = 0$ eingezeichneten Drehmomente.

Betrieb an der Spannungsgrenze (MTPV)

Beim Betrieb an der Spannungsgrenze mit $u = 1$ ändert sich im Vergleich zum vorherigen Fall die Nebenbedingungsgleichung. Der Gleichungssatz lautet mit der nach u^2 umgestellten Gleichung (2.53) als Nebenbedingung:

$$f(i_r, i_s) = m = m_0 + l_r \bar{\zeta} \cdot (i_r - i_{r,0}) \cdot (i_s - i_{s,0}) \quad (2.95)$$

$$\chi(i_r, i_s) = \omega^2 l_r^2 \cdot ((i_r - i_{r,\infty})^2 + \zeta^{-2} \cdot (i_s - i_{s,\infty})^2) - 1 \quad (2.96)$$

Durch Lösen der Lagrange-Gleichung folgt für die Tangentengleichung:

$$\frac{i_r - i_{r,\infty}}{i_s - i_{s,\infty}} \zeta^2 = \frac{i_s - i_{s,0}}{i_r - i_{r,0}} \quad (2.97)$$

Auch hier handelt es sich um Hyperbeln, wobei die Maschinenparameter bestimmen, ob die Hyperbeln seitlich oder nach oben und unten geöffnet sind. Die im Folgenden als *MTPV-Hyperbeln* bezeichneten Kurven sind für die Beispielmaschine in Abbildung 2.8(a) gegeben. In Normalform lautet die Hyperbelgleichung:

$$\frac{\left(i_r - \frac{1}{2}(i_{r,\infty} + i_{r,0})\right)^2}{\frac{1}{4}((i_{r,\infty} - i_{r,0})^2 - (i_{s,\infty} - i_{s,0})^2 \zeta^{-2})} - \frac{\left(i_s - \frac{1}{2}(i_{s,\infty} + i_{s,0})\right)^2}{\frac{1}{4}((i_{r,\infty} - i_{r,0})^2 \zeta^2 - (i_{s,\infty} - i_{s,0})^2)} = 1 \quad (2.98)$$

Wegen der unterschiedlichen Nenner stehen die Asymptoten nicht senkrecht aufeinander. Der Mittelpunkt befindet sich in

$$\underline{i}_{Z,V}^{\text{rs}} = \frac{1}{2}(i_{r,0} + i_{r,\infty}) + j \frac{1}{2}(i_{s,0} + i_{s,\infty}). \quad (2.99)$$

Umgestellt nach den Stromkomponenten folgt:

$$i_r = \frac{1}{2}(i_{r,0} + i_{r,\infty}) \pm \frac{1}{2} \sqrt{(i_{r,0} - i_{r,\infty})^2 + 4\zeta^{-2}(i_s - i_{s,\infty}) \cdot (i_s - i_{s,0})} \quad (2.100)$$

$$i_s = \frac{1}{2}(i_{s,0} + i_{s,\infty}) \pm \frac{1}{2} \sqrt{(i_{s,0} - i_{s,\infty})^2 + 4\zeta^2(i_r - i_{r,\infty}) \cdot (i_r - i_{r,0})} \quad (2.101)$$

Der Drehmomentsattelpunkt $\underline{i}_0^{\text{rs}}$ sowie das Spannungsellipsenzentrum $\underline{i}_\infty^{\text{rs}}$ stellen jeweils eine gültige Lösung der Gleichungen (2.100) und (2.101) dar, wobei der eine Punkt die Gleichung mit positiver und der andere mit negativer Wurzel löst. Das bedeutet auch hier, dass eine der Hyperbeln durch $\underline{i}_\infty^{\text{rs}}$ verläuft und die andere durch $\underline{i}_0^{\text{rs}}$. Die durch $\underline{i}_\infty^{\text{rs}}$ verlaufende Hyperbel wird im Folgenden als *primäre MTPV-Hyperbel* bezeichnet, die durch $\underline{i}_0^{\text{rs}}$ verlaufende wird *sekundäre MTPV-Hyperbel* genannt.

Für den Betrieb der Maschine stellen die als *MTPV-Punkte* bezeichneten Schnittpunkte mit dem Stromkreis eine wichtige Rolle. Diese Schnittpunkte sind in Abbildung 2.8(a) eingezeichnet. Bewegt sich der Betriebspunkt auf dem Stromkreis (siehe Betriebsart SSB1) und passiert bei steigender Drehzahl einen solchen MTPV-Punkt, wird der Statorstrom bei weiterer Drehzahlerhöhung re-

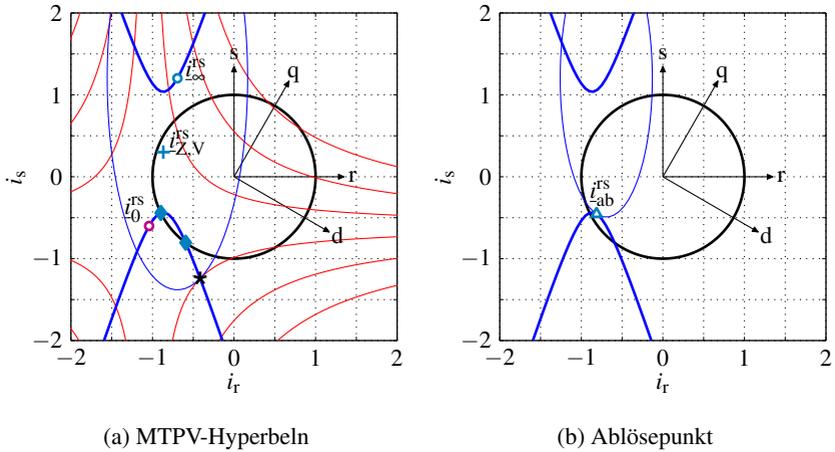


Abbildung 2.8: Stromkreis (—), MTPV-Hyperbeln (—) mit Symmetriezentrum (+) als Ortskurve der Berührungspunkte (★) der Drehmomenthyperbeln (—) mit Spannungselipsen (—) unterschiedlicher ω , Sattelpunkt des Drehmoments (○), Ellipsenzentrum (◊), MTPV-Punkte (◆) und Ablösepunkt (▲)

duziert. Dieser Fall tritt bei der Beispielmaschine in Abbildung 2.6 auf der blauen Trajektorie bei $\omega \approx 2$ auf.

Im Gegensatz zu den MPTA-Hyperbeln können sich beide MTPV-Hyperbeln außerhalb des Stromkreises befinden, wodurch abhängig von den Maschinenparametern zwischen null und vier MTPV-Punkte existieren. Die Berechnung der MTPV-Punkte erfolgt durch Einsetzen der nach i_r aufgelösten Stromkreisgleichung (2.56) in Gleichung (2.101). Durch Auflösen nach i_s resultiert eine quartische Gleichung, deren Koeffizienten in Anhang A.1.4 aufgeführt sind.

Um für eine bestimmte Drehzahl ω die möglichen Schnittpunkte der korrespondierenden Spannungselipse mit den MTPV-Hyperbeln zu erhalten, wird die Hyperbelgleichung (2.101) in die Spannungsnebenbedingung (2.96) eingesetzt und nach i_s aufgelöst. Die Schnittpunkte werden auch hier durch eine quartische Gleichung mit den in Anhang A.1.5 gegebenen Koeffizienten berechnet.

Befindet sich der Betriebspunkt auf der sekundären MTPV-Trajektorie, kann der in Abbildung 2.8(b) dargestellte Grenzfall eintreten: Ab einer bestimmten Drehzahl ω_{ab} gibt es zwischen der sekundären MTPV-Trajektorie und der korrespondierenden Spannungselipse nur noch einen einzigen Berührungspunkt i_{ab}^{rs} . Wird die Drehzahl weiter erhöht, kann kein Punkt der sekundären MTPV-Trajektorie

mehr angefahren werden, die Spannungsellipse löst sich von der Hyperbel ab. Dieser Ablösepunkt wird berechnet, indem die Gradienten der Gleichung (2.52) und der Hyperbelgleichung (2.97) ausgewertet werden und analytisch überprüft wird, an welcher Stelle diese parallel sind. Durch Fallunterscheidung muss sichergestellt werden, dass der gefundene Ablösepunkt auf der sekundären Trajektorie liegt, da auch auf der primären ein Punkt liegen kann, an dem die Gradienten in die gleiche Richtung zeigen.

Gleichzeitige Strom- und Spannungsbegrenzung (SSB1)

In den oben behandelten Fällen sind mit der Strom- bzw. der Spannungsnebenbedingung und $\psi_{d,R} = \psi_{d,R,\max}$ nur zwei der drei Betriebsgrößen festgelegt. Der dritte Freiheitsgrad wird dazu genutzt, um das Drehmoment zu maximieren bzw. zu minimieren.

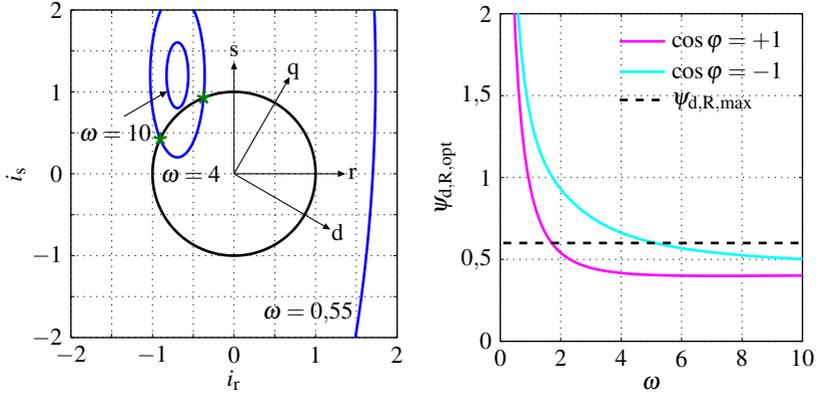
Sind jedoch alle drei Bedingungen zu erfüllen, entfällt dieser Freiheitsgrad. Das Problem kann dann direkt gelöst werden, indem die Stromkreisgleichung (2.56) in die Gleichung (2.52) mit $u = 1$ eingesetzt wird. Die so gefundene Gleichung wird nach i_s aufgelöst, wodurch eine quartische Gleichung resultiert, deren Koeffizienten in Anhang A.1.6 nachgeschlagen werden können.

Für die Beispielmachine sind in Abbildung 2.9(a) die zu drei verschiedenen Werten von ω gehörenden Spannungsellipsen gegeben. Für sehr kleine Werte von ω hat die Gleichung keine Lösungen, da die Spannungsellipse viel größer als der Stromkreis ist und diesen komplett einschließt. Erst bei wachsendem ω entstehen bis zu vier Schnittpunkte. Für $\omega \rightarrow \infty$ reduziert sich die Anzahl der Lösungen immer weiter bis auf null, sofern das Ellipsenzentrum nicht genau auf dem Stromkreis liegt.

Die sich zusammenziehenden Ellipsen sorgen dafür, dass sich der Betriebspunkt auf dem Stromkreis bewegt, sofern nicht die MTPV-Strategie verwendet wird. Dieser Fall tritt bei der Beispielmachine in Abbildung 2.6 bei jeder Trajektorie direkt nach dem Grunddrehzahlbereich auf.

Gleichzeitige Strom- und Spannungsbegrenzung bei Teilerregung (SSB2)

Der Betrieb mit $u = 1$ und $i = 1$ maximiert zwar die Scheinleistung des Systems, die tatsächlich nutzbare Wirkleistung hängt mit dieser jedoch gemäß Unterabschnitt 2.2.4 über den Leistungsfaktor zusammen. Weist die Maschine eine variable Rotorerregung auf, kann dieser Freiheitsgrad dazu genutzt werden, die Wirkleistung und somit das Drehmoment zu maximieren.



(a) Schnittpunkte (★) in Abhängigkeit der Winkelgeschwindigkeit ω

(b) optimale Erregung für $\cos \varphi = \pm 1$ abhängig von der Wirkrichtung

Abbildung 2.9: Erläuterungen zu den Betriebsarten SSB1 und SSB2

Die Wirkleistung ist dann maximal bzw. minimal, wenn $\cos \varphi = \pm 1$ gilt (vgl. Abbildung 2.5(a)). Da Spannungs- und Stromraumzeiger im betrachteten Fall die Länge eins haben und parallel sind, kann für die Komponenten notiert werden:

$$\operatorname{sgn}(\cos \varphi) \cdot u_r = i_r \quad (2.102)$$

$$\operatorname{sgn}(\cos \varphi) \cdot u_s = i_s \quad (2.103)$$

Zur Lösung des Problems wird auf die Polarkoordinatendarstellung übergegangen, da die Berechnung in kartesischen Koordinaten in diesem Fall nachteilig ist. Hierzu wird das Zählpfeilsystem aus Abbildung 2.5(a) verwendet, das auch bei der Berechnung des Phasenverschiebungswinkels zum Einsatz kommt. Mit dem Vorsteuerwinkel γ_r und den Spannungsgleichungen (2.50) und (2.51) folgt:

$$-\tilde{\omega} \cdot (-\psi_{d,R} \sin \beta + l_r \zeta^{-1} \sin \gamma_r) = \cos \gamma_r \quad (2.104)$$

$$\tilde{\omega} \cdot (\psi_{d,R} \cos \beta + l_r \cos \gamma_r) = \sin \gamma_r \quad (2.105)$$

Der Einfachheit halber wird der Faktor $\operatorname{sgn}(\cos \varphi)$ mit der Winkelgeschwindigkeit ω zur Ersatzwinkelgeschwindigkeit $\tilde{\omega} = \operatorname{sgn}(\cos \varphi) \cdot \omega$ zusammengefasst,

da nach Voraussetzung in Unterabschnitt 2.2.3 $\omega \geq 0$ festgelegt ist. Ist $\tilde{\omega}$ positiv, gilt $\cos \varphi = +1$, ist $\tilde{\omega}$ negativ, gilt $\cos \varphi = -1$.

Dieses Gleichungssystem wird nach $\psi_{d,R}$ aufgelöst, indem eine Gleichung nach γ aufgelöst und in die verbliebene Gleichung eingesetzt wird. Jeweils zwei der vier Lösungen für $\psi_{d,R}$ sind identisch. Die verbleibenden Lösungsgruppen unterscheiden sich nur im Vorzeichen voneinander. Da $\psi_{d,R} \geq 0$ festgelegt ist, bleibt nur eine mögliche Lösung übrig:

$$\psi_{d,R,\text{opt}}(\tilde{\omega}) = \frac{l_r^2 \tilde{\omega}^2 + \zeta}{\sqrt{((\zeta^2 - 1) \cdot \sin^2 \beta + 1) \cdot l_r^2 \tilde{\omega}^4 + (\zeta - 1) \cdot \zeta l_r \sin 2\beta \tilde{\omega}^3 + \zeta^2 \tilde{\omega}^2}} \quad (2.106)$$

$\psi_{d,R,\text{opt}}(\tilde{\omega})$ bezeichnet die erforderliche Rotorerregung, um bei einer gegebenen Drehzahl und Wirkrichtung einen idealen Leistungsfaktor vom Betrag eins zu erhalten. Eine Grenzwertbetrachtung der Gleichung (2.106) liefert:

$$\lim_{\tilde{\omega} \rightarrow 0_{\pm}} \psi_{d,R,\text{opt}}(\tilde{\omega}) = \infty \quad (2.107)$$

$$\lim_{\tilde{\omega} \rightarrow \pm\infty} \psi_{d,R,\text{opt}}(\tilde{\omega}) = \frac{l_r}{\sqrt{(\zeta^2 - 1) \cdot \sin^2 \beta + 1}} \quad (2.108)$$

Da der Erregungsbedarf für den idealen Leistungsfaktor für kleine Drehzahlen größer als $\psi_{d,R,\text{max}}$ ist, kann dieser erst ab einer gewissen Mindestdrehzahl erreicht werden. Der Grenzwert für $\tilde{\omega} \rightarrow \infty$ ist jedoch endlich und kann je nach Maschinenauslegung größer oder kleiner als $\psi_{d,R,\text{max}}$ sein.

In Abbildung 2.9(b) ist der Verlauf der Funktion (2.106) für die Beispielmachine gegeben. Ist die Maschine mit variabler Erregung ausgeführt, kann sie im Bereich ab $\omega \approx 1,7$ im motorischen Fall mit $\cos \varphi = +1$ bzw. ab $\omega \approx 5,1$ im generatorischen Fall mit $\cos \varphi = -1$ durch Reduzieren der Rotorerregung betrieben werden, wodurch die Wirkleistung maximiert wird. Diese Eigenschaft ist ebenfalls in Abbildung 2.6 zu erkennen, da ab diesen Werten für ω die entsprechenden Drehmomentkurven stets auf dem theoretischen Maximum liegen (grauer Bereich).

Abhängig von den Maschinenparametern können die Kurven in Abbildung 2.9(b) den Wert von $\psi_{d,R,\text{max}}$ ein weiteres Mal nach oben schneiden. Ab dieser Winkelgeschwindigkeit ist ein Betrieb mit $|\cos \varphi| = 1$ nicht mehr möglich. Maschinen mit fester Rotorerregung erreichen nur an den Stellen, an denen

die Kurve von $\psi_{d,R,opt}$ den Wert $\psi_{d,R,max}$ annimmt, einen Leistungsbetrag von eins.

Um den zu einer Winkelgeschwindigkeit ω , einer Wirkrichtung und der dazugehörigen optimale Rotorerregung $\psi_{d,R,opt}(\tilde{\omega})$ gehörenden Statorstrom zu berechnen, wird das SSB1-Verfahren angewendet, wobei $\psi_{d,R} = \psi_{d,R,opt}(\tilde{\omega})$ eingesetzt wird.

2.3.2 Betriebstrajektorien

Im vorangehenden Unterabschnitt wurden die verschiedenen Betriebsarten magnetisch asymmetrischer Synchronmaschinen hergeleitet und am Beispiel von Abbildung 2.6 veranschaulicht. Aus den einzelnen Ansteuervorschriften geht jedoch nicht hervor, wann diese anzuwenden sind. In diesem Unterabschnitt wird daher ein heuristisches Verfahren eingeführt, mit dem die zu einer Drehzahl und Wirkrichtung des Drehmoments drehmomentoptimale Ansteuervorschrift gefunden werden kann. So entstehen in Abhängigkeit der Drehzahl verschiedene *Betriebstrajektorien*, die grafisch in der Stromebene dargestellt werden können.

Literaturüberblick

Von permanentmagneterregten Synchronmaschinen mit magnetisch symmetrischem Aufbau ist allgemein bekannt, dass es zwei verschiedene Abfolgen von Betriebsarten gibt [23, 27]. Diese werden für kleine Drehzahlen zunächst mit der MTPA-Strategie betrieben, da so das größtmögliche Drehmoment bei gleichzeitiger Einhaltung der Stromgrenze erreicht wird. Mit steigender Drehzahl wächst die Spannung, wodurch jenseits der Eckdrehzahl in den SSB1-Betrieb gewechselt werden muss. Dieser wird bei Maschinen mit elektromagnetisch begrenzter Maximaldrehzahl für alle zulässigen Drehzahlen beibehalten. Bei Maschinen ohne eine solche Drehzahlbegrenzung schließt sich im Allgemeinen mit dem MTPV-Betrieb eine dritte Strategie an. Darin wird das Drehmoment spannungsoptimal gestellt, da durch den wachsenden Blindwiderstand kein beliebig großer Strom mehr eingepreßt werden kann. Bei fremderregten Synchronmaschinen mit $i_\infty > 1$ folgt ab einer gewissen Drehzahl der SSB2-Betrieb.

Diese grundsätzlichen Betriebsarten existieren wie oben hergeleitet auch für magnetisch asymmetrische Maschinen. Es gibt jedoch wichtige Unterschiede: Zum einen ist die Abfolge der Betriebsarten für steigende Drehzahlen nicht identisch zu derjenigen von magnetisch symmetrischen Maschinen. Vielmehr können sich verschiedene Betriebsarten mehrfach abwechseln. Zum anderen

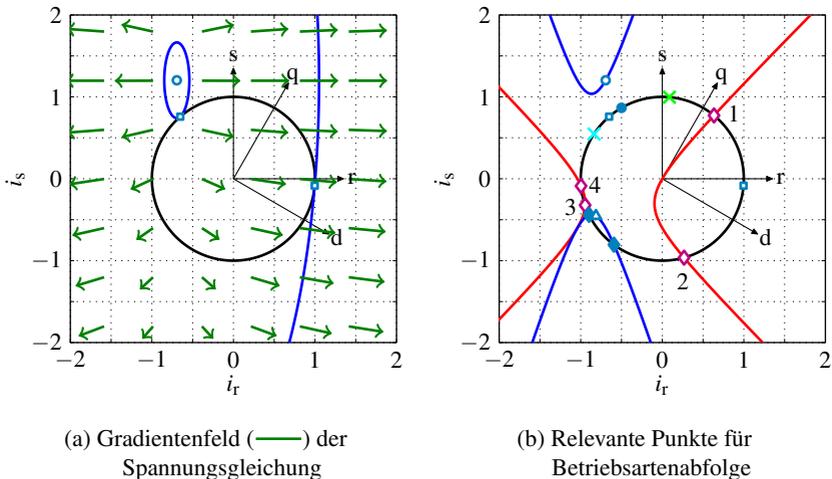


Abbildung 2.10: Bei der Bestimmung der Betriebsartenabfolge relevanten Punkte, Trajektorien und Gradienten aus den Abbildungen 2.2 bis 2.8

können sich diese Abfolgen im motorischen und generatorischen Betrieb unterscheiden. Zuletzt ist nicht mehr nur eine Betriebstrajektorie pro Wirkrichtung des Drehmoments zu untersuchen, sondern wie im hier behandelten Fall bis zu drei.

Um dieses Problem zu lösen, wird zunächst der Einfluss der Drehzahl auf die Grenzen der Betriebsarten untersucht und anschließend eine Strategie für das Festlegen einer Betriebsartenabfolge formuliert.

Einfluss der Drehzahl

Ein wesentlicher Bestandteil bei der Bestimmung der Betriebstrajektorien ist die Berücksichtigung der tangentialen Richtung, in die das Gradientenfeld der Spannung u nach Gleichung (2.52) auf dem Stromkreis zeigt. In Abbildung 2.10(a) sind der Stromkreis und die mit ihm Berührungspunkte bildenden Spannungsellipsen abgebildet. Das Gradientenfeld wird durch grüne Pfeile repräsentiert. Da der Gradient per Definition in die Richtung des steilsten Anstiegs zeigt, ziehen sich die Ellipsen bei größer werdender Drehzahl in die Gegenrichtung der Pfeile zusammen.

Für einen SSB1-Betriebspunkt, für den $i = 1$ gilt, können der Stromkreis als „Schiene“ und der Spannungsgradient als „Kraft“ betrachtet werden: Mit steigender Drehzahl bewegt sich der Betriebspunkt auf dem Stromkreis in die Gegenrichtung der Tangentialkomponente der Spannungsgradienten, bis er einen türkis markierten Berührungspunkt mit einer Spannungselipse erreicht (siehe Unterabschnitt 2.2.2).

Die Berührungspunkte unterscheiden sich darin, in welche Richtung die Tangentialkomponenten in ihrer Nähe zeigen. Beim rechten Punkt in Abbildung 2.10(a) zeigen die Tangentialkomponenten zum Punkt hin. Betriebspunkte auf dem Stromkreis werden bei steigender Drehzahl also von diesem Punkt weggezogen. Im Gegensatz dazu zeigen die Tangentialkomponenten beim linken Punkt von diesem weg. Der Punkt ist somit das Ziel der Betriebspunkte bei steigender Drehzahl. Die Abschnitte des Stromkreises zwischen den Berührungspunkten können folglich ebenso in der Richtung unterschieden werden, in der die Betriebspunkte sie durchlaufen.

Strategie zur Bestimmung der Betriebsartenabfolge

Bei der Bestimmung der Betriebsartenabfolge wird ein Vektor gesucht, der die Abfolge der auftretenden Betriebsarten mit den dazugehörigen Drehzahlen und Statorströmen enthält. Mit diesem kann für eine beliebige Drehzahl die optimale Betriebsart ermittelt und anschließend die Ansteuerung berechnet werden. Als Basis dient die Kenntnis aller gemäß Unterabschnitt 2.3.1 berechneten Punkte und Trajektorien. Für die Beispielmaschine sind diese in Abbildung 2.10(b) dargestellt. An dieser Stelle wird der formale Ablauf der Strategie beschrieben. Die Anwendung der Strategie auf die Beispielmaschine wird separat in Unterabschnitt 2.3.3 behandelt.

Die Strategie ist in Abbildung 2.11 als Flowchart visualisiert. Das Verfahren beginnt an einem MTPA-Punkt (◇) und wird für alle MTPA-Punkte separat durchgeführt. Dabei wird die Drehzahl beginnend bei $\omega = 0$ gedanklich immer weiter erhöht und stets die Folge-Betriebsart ermittelt, bis eine Enddrehzahl erreicht wird.

Gemäß Unterabschnitt 2.3.1 tritt das größte Drehmoment bei Verwenden der MTPA-Strategie auf. Diese Strategie wird daher zu Beginn für kleine Drehzahlen gewählt. Sie wird so lange beibehalten, bis die Drehzahl so groß wird, dass die Spannungsgrenze berücksichtigt werden muss. Dazu wird mit dem Ansteuerstrom des gewählten MTPA-Punkts nach Gleichung (2.52) dasjenige ω bestimmt, das zu $u = 1$ führt. Diese Winkelgeschwindigkeit definiert die zum MTPA-Punkt gehörende Eckdrehzahl. Diese ist für den motorischen Punkt der

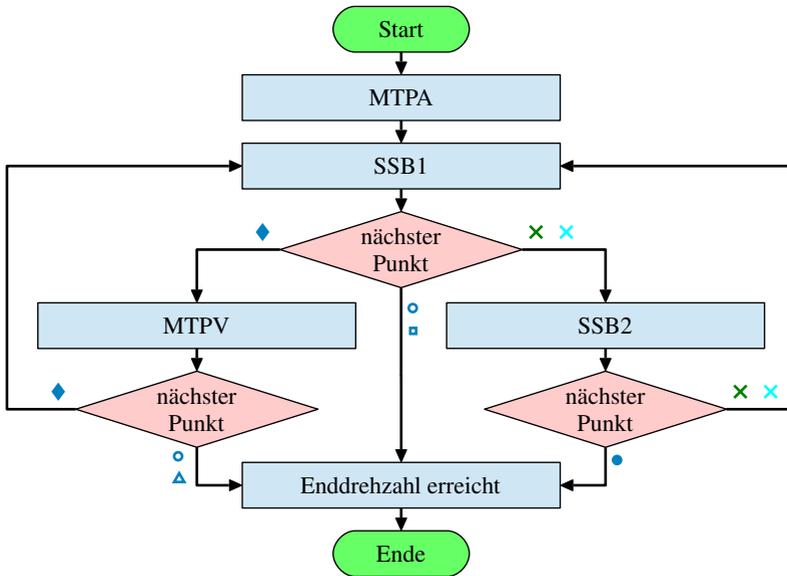


Abbildung 2.11: Flowchart zur Bestimmung der Betriebsartenabfolge

primären MTPA-Trajektorie per Definition $\omega = 1$ (siehe Anhang A.2), für andere MTPA-Punkte resultieren im Allgemeinen jedoch von eins verschiedene Werte.

In jedem Fall folgt anschließend die SSB1-Betriebsart. In dieser Betriebsart ist der optimale Ansteuerstrom erstmals abhängig von ω , wodurch sich der Betriebspunkt mit steigender Drehzahl auf einer Trajektorie auf dem Stromkreis bewegt. Zunächst ist die Bewegungsrichtung des Betriebspunkts auf dem Stromkreis mithilfe der Gradienten der Spannungsgleichung zu bestimmen. Steht diese fest, wird untersucht, welcher der folgenden Punkte auf dem Stromkreis in der entsprechenden Richtung am nächsten liegt und welche Drehzahl mit ihm korrespondiert:

- Unabhängig vom Maschinentyp kann ein MTPV-Punkt (◆) auftreten, was zur Folge hat, dass sich an diesem Punkt die MTPV-Betriebsart anschließt und der Arbeitspunkt ins Kreisinnere wandert.
- Bei Maschinen mit variabler Erregung ist ein Schnittpunkt mit der $\cos \varphi = \pm 1$ -Ellipse zu berücksichtigen (×, ×). In diesem Fall schließt sich die SSB2-

Betriebsart an. Ein Berührungspunkt kann vernachlässigt werden, da nur bei dieser einen entsprechenden Drehzahl der maximale Leistungsfaktor erreicht werden kann. Eine Veränderung der Rotorerregung ist im Folgenden nicht notwendig. Bei Maschinen mit fester Rotorerregung kann der Schnittpunkt ignoriert werden, da hier keine Eingriffsmöglichkeit zur Verbesserung des Leistungsfaktors besteht.

- Bei Maschinen mit fester Erregung kann der Punkt der maximalen Drehzahl $i_{\omega_{\max}}^{\text{rs}}$ auftreten (♣, siehe Unterabschnitt 2.2.2). Ab diesem Punkt ist keine weitere Erhöhung der Drehzahl mehr möglich. Bei Maschinen mit variabler Erregung tritt dieser Punkt nicht auf, da vorher in jedem Fall ein Punkt mit $\cos \varphi = \pm 1$ erreicht wird, falls $i_{\infty} > 1$ ist. Das führt dazu, dass die Rotorerregung optimal reduziert wird und keine endliche Maximaldrehzahl existiert.
- Bei Maschinen mit $i_{\infty} = 1$ kann das Spannungsellipsenzentrum (⊙) auftreten. In diesem Fall ist die Maximaldrehzahl unbegrenzt und es findet kein weiterer Wechsel der Betriebsart mehr statt.

Die SSB1-Betriebsart liefert im Allgemeinen trotz maximaler Scheinleistung nicht zwangsläufig das zu einer Drehzahl gehörende Drehmoment- bzw. Wirkleistungsmaximum. Bei der SSB1-Betriebsart wird ausgenutzt, dass der Gradient der Drehmomentfunktion (2.67) am MTPA-Punkt aus dem Kreis hinaus zeigt, d.h. ein größeres Drehmoment bei größerem Strom auftritt. Wird der Betriebspunkt beim SSB1-Betrieb von der Spannungsellipse weggezogen, entsteht ein wachsender Bereich innerhalb des Stromkreises, der ein größeres Drehmoment als der aktuelle Betriebspunkt aufweist. Die Lage der Spannungsellipse verhindert zunächst, dass der Betriebspunkt in diesen Bereich hineinrutschen kann, da dieser Bereich mit der Ellipse keine Schnittmenge bildet. Sobald jedoch die Drehmomenthyperbeln und die Spannungsellipsen auf dem Stromkreis einen Berührungspunkt bilden, ihre Gradienten also parallel sind, kann der Betriebspunkt tangential zu diesen wandern und bei weiterer Drehzahlerhöhung ins Kreisinnere gelangen. Solche Berührungspunkte werden durch die MTPV-Punkte gekennzeichnet, die in Unterabschnitt 2.3.1 berechnet werden.

Tritt als nächstes ein solcher MTPV-Punkt auf, wird die Lage der MTPV-Trajektorie analysiert, die den Stromkreis an der entsprechenden Stelle schneidet. Hier gibt es drei Möglichkeiten, die den weiteren Verlauf der Betriebstrajektorie bestimmen:

- Handelt es sich um die primäre MTPV-Trajektorie und liegt auf dem sich im Kreisinneren befindenden Teil der Punkt i_{∞}^{rs} (⊙), stellt dieser den letzten Punkt

des Vektors dar. Die Maschine hat auf dieser Trajektorie eine unbegrenzte Maximaldrehzahl.

- Handelt es sich um die sekundäre MTPV-Trajektorie und liegt auf dem sich im Kreisinneren befindenden Teil der Punkt $\overset{fS}{L}_{ab}^s$ (\blacktriangle), stellt dieser den letzten Punkt des Vektors dar. Die Maschine hat auf dieser Trajektorie eine begrenzte Maximaldrehzahl, die zum Ablösepunkt korrespondiert.
- Tritt keiner der beiden Fälle ein, wird die MTPV-Trajektorie an ihrem zweiten Schnittpunkt mit dem Stromkreis (\blacklozenge) wieder verlassen und der SSB1-Modus wird fortgeführt.

An dieser Stelle tritt ein Nachteil der analytisch-heuristischen Methode zu Tage: Zwar kann mathematisch gezeigt werden, dass es drehmomentoptimal ist, in unmittelbarer Nähe eines MTPV-Punkts auf die MTPV-Hyperbel zu wechseln. Da die MTPV-Hyperbel jedoch nur lokal optimale Drehmomente beschreibt, kann der Fall eintreten, dass ab einer bestimmten Drehzahl ein sprunghafter Wechsel zurück auf den Stromkreis in den SSB1-Betrieb ein höheres Drehmoment resultieren lässt. Dieses Phänomen tritt allerdings nur bei Maschinen in einen sehr kleinen Parameterbereich auf⁹.

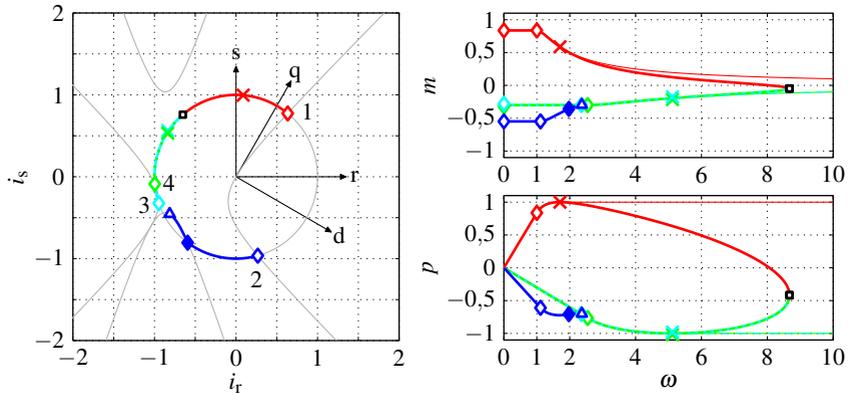
Tritt bei Maschinen mit variabler Erregung der SSB2-Fall ein, d.h. folgt ein Punkt mit $\cos \varphi = \pm 1$, wird zusätzlich der übernächste Punkt in Ausbreitungsrichtung betrachtet. Hier sind zwei Fälle zu unterscheiden:

- Handelt es sich um das auf den Stromkreis projizierte Ellipsenzentrum $\overset{fS}{L}_{\infty,opt}^s$ (\bullet), stellt dieses den Endpunkt dar. Die SSB2-Betriebsart wird für alle höheren Drehzahlen beibehalten, eine Maximaldrehzahl existiert nicht.
- Handelt es sich um einen weiteren Punkt mit $\cos \varphi = \pm 1$ (\times, \times), wird an diesem der SSB2-Betrieb verlassen und es folgt erneut der SSB1-Betrieb.

2.3.3 Drehmoment- und Leistungskennlinien

In diesem Unterabschnitt wird das oben beschriebene Verfahren zur Bestimmung der Betriebsartenabfolge auf die Beispielmachine angewendet. Abbildung 2.10(b) zeigt die dafür zu berücksichtigenden Punkte und Hyperbeln, die zu den in Abbildung 2.12(a) gezeigten Betriebstrajektorien führen. In Abbildung 2.12(b) sind die Drehmoment- und Leistungskurven dieser Betriebstrajektorien über der Drehzahl eingetragen, wobei die Drehmomentkurven bereits aus Abbildung 2.6 bekannt sind.

⁹Bei der Berechnung des Parameterraums in Abschnitt 2.4 wird dieses Phänomen berücksichtigt.



(a) Trajektorien in der Stromebene (b) Drehmoment- und Leistungsdiagramm

Abbildung 2.12: Verlauf der vier unterschiedlichen Betriebstrajektorien in der Stromebene und resultierendes Drehmoment und Leistung der Beispielmachine bei fester (dicke Linien) und variabler Erregung (dünne Linien)

Die beiden in Abbildung 2.10(b) gezeigten MTPA-Trajektorien der Maschine schneiden den Stromkreis jeweils zwei mal, wodurch vier MTPA-Punkte entstehen, auf die das Verfahren angewendet wird. Diese Punkte sind in den Abbildungen 2.10(b) und Abbildung 2.12(a) nummeriert. Der MTPA-Punkt 1 liegt auf dem Kreisabschnitt, der eine Ausbreitungsrichtung in mathematisch positive Richtung aufweist. Bei den anderen drei Punkten ist die Ausbreitungsrichtung umgekehrt.

Das Ellipsenzentrum liegt außerhalb des Stromkreises, ebenso verläuft die primäre MTPV-Trajektorie vollständig außerhalb. Die sekundäre schneidet den Stromkreis zwei Mal und enthält zwischen den Schnittpunkten den Ablösepunkt i_{ab}^{rs} . Die am MTPA-Punkt 2 beginnende Betriebstrajektorie erstreckt sich daher bis zum Ablösepunkt. Die anderen drei Trajektorien enden in dem im zweiten Quadranten liegenden Berührungspunkt $i_{\omega_{max}}^{rs}$.

Im Falle einer Maschine mit variabler Rotorerregung müssen die Punkte mit $\cos \varphi = \pm 1$ berücksichtigt werden, die direkt vor dem Punkt $i_{\omega_{max}}^{rs}$ liegen. Die diese Punkte durchlaufenden Betriebstrajektorien weisen daher als letzten Abschnitt einen SSB2-Bereich auf, den sie für alle $\omega \rightarrow \infty$ beibehalten. Für eine solche Maschine wandern die Betriebspunkte in Richtung des auf den Stromkreis projizierten Ellipsenzentrums $i_{\infty, opt}^{rs}$.

Die zu den in Abbildung 2.12(a) dargestellten Betriebstrajektorien gehörenden Verläufe von Drehmoment und Leistung über der Drehzahl sind in Abbildung 2.12(b) aufgetragen. Dabei wird zwischen Maschinen mit fester (dicke Linien) und variabler (dünne Linien) Erregung unterschieden. Anhand dieses Beispiels können einige Eigenschaften asymmetrischer Maschinen aufgezeigt werden:

- Bei magnetisch symmetrischen Maschinen ist der magnetische Zustand in den Eckpunkten gleich, was bei asymmetrischen Maschinen im Allgemeinen nicht der Fall ist. Dies führt dazu, dass die Eckpunkte des motorischen und generatorischen Betriebsbereichs bei unterschiedlichen Drehzahlen liegen und an ihnen unterschiedliche Drehmomente und Leistungen auftreten.
- Bei der Maximaldrehzahl (Maschinen mit fester Erregung) tritt im Allgemeinen ein Drehmoment ungleich null auf. Ab einer bestimmten Drehzahl kann die Maschine also nur noch in eine Richtung Drehmoment aufbauen. Im Beispiel kann ab $\omega \approx 8$ nur noch generatorisches Drehmoment erzeugt werden.
- Es ist wichtig, die von den sekundären MTPA-Punkten startenden Betriebstrajektorien zu berücksichtigen (im Beispiel die Punkte 3 und 4). Obwohl diese für niedrige Drehzahlen ein betragslich kleineres Drehmoment aufweisen, kann es vorkommen, dass mit steigender Drehzahl ihr Drehmoment signifikant wird.
- Bei magnetisch asymmetrischen Maschinen spielt die sekundäre MTPV-Trajektorie eine Rolle, insbesondere wenn diese einen Ablösepunkt aufweist. In diesem Beispiel liefert die Betriebstrajektorie, die am MTPA-Punkt 2 startet, für kleine Drehzahlen das betragslich größte Drehmoment. Diese Trajektorie kann jedoch nur bis zu einer Drehzahl von maximal $\omega = 2,37$ verwendet werden. Danach muss auf eine andere Betriebstrajektorie gewechselt werden.
- Betriebstrajektorien starten zwar an unterschiedlichen Punkten, können aber im Verlauf zusammenfallen. In diesem Beispiel fallen die an den MTPA-Punkten 3 und 4 beginnenden Betriebstrajektorien bei $\omega = 2,54$ im MTPA-Punkt 4 zusammen.

2.4 Parameterraum

Mit dem in Abschnitt 2.3 beschriebenen Verfahren können für Maschinen mit einer beliebigen Parameterkombination $\psi_{d,R,max}$, ζ und β die Drehmoment- und

Leistungskurven über der Drehzahl berechnet und verschiedene Leistungsdaten gewonnen werden. Um zu untersuchen, welche Parameterkombinationen besonders vielversprechende Werte liefern, ist der Parameterraum feinmaschig unterteilt. An jeder Stützstelle sind die Leistungsdaten der entsprechenden Maschine berechnet. Die Grenzen des Parameterraums sind folgendermaßen festgelegt:

- Die Rotorerregung ist auf den Bereich $0 \leq \psi_{d,R,max} \leq 0,999$ festgelegt. Der Fall $\psi_{d,R,max} = 0$ stellt den Sonderfall der Reluktanzmaschine dar, die nur durch den Parameter ζ definiert wird. Der Asymmetriewinkel β hat dann keine Auswirkungen auf das Ergebnis. Da l_r für $\psi_{d,R,max} \geq 1$ und bestimmte Werte von β nicht mehr eindeutig ist (siehe Anhang A.2), ist die Obergrenze auf $\psi_{d,R,max} = 0,999$ festgelegt.
- Für die Anisotropie gilt $1 \leq \zeta \leq 10$. $\zeta = 1$ stellt hierbei den Sonderfall der isotropen Synchronmaschine dar, der allein durch $\psi_{d,R,max}$ beschrieben werden kann. Auch hier ist der Asymmetriewinkel β undefiniert. Die obere Grenze für ζ ist so gewählt, dass der Großteil aller praktisch realisierbaren Maschinen abgebildet werden kann [47].
- Der Asymmetriewinkel β ist periodisch zu 180° und wird auf den Bereich $-45 \leq \beta < 135$ festgelegt. Die Wahl der Grenzen ist in Unterabschnitt 2.2.3 erläutert.

2.4.1 Kenngrößen in den Parameterebenen

Aufgrund der drei freien Maschinenparameter ergibt sich ein dreidimensionaler Lösungsraum. In Abbildung 2.13 ist das maximale Drehmoment farblich codiert auf drei zweidimensionalen Ebenen visualisiert, auf denen entweder $\zeta = 3$, $\psi_{d,R,max} = 0,3$ oder $\beta = 30^\circ$ gilt. Die Schnittgeraden der Ebenen sind mit roten Linien markiert.

Bei der weiteren Diskussion der Maschineneigenschaften wird aus Darstellungsgründen von einer dreidimensionalen Darstellung abgesehen und auf eine zweidimensionale Ebene übergegangen. Dazu muss einer der drei Maschinenparameter konstant gehalten werden. Die Analyse von Abbildung 2.13 verdeutlicht, dass die Parameter $\psi_{d,R,max}$ und ζ qualitativ vergleichbare Auswirkungen auf die Maschineneigenschaften wie etwa das maximale Drehmoment und die Breite des Konstantleistungsbereichs haben. Dieses Verhalten ist für magnetisch symmetrische Maschinen bereits aus der Literatur bekannt [9] und wird in [E5] für verschiedene Kenngrößen magnetisch asymmetrischer Maschi-

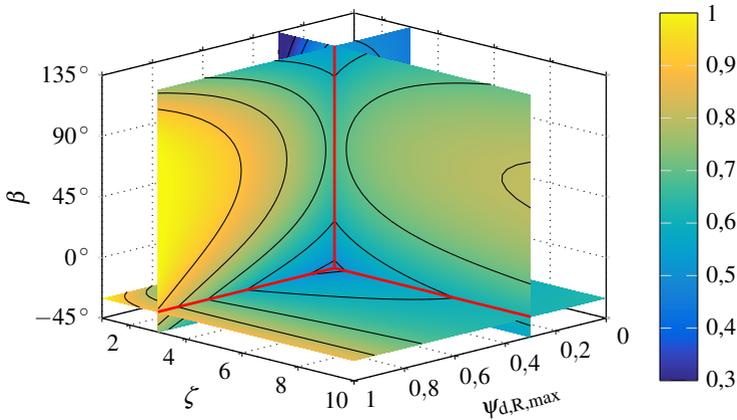


Abbildung 2.13: Maximales motorisches Drehmoment m_{\max} über den drei Maschinenparametern $\psi_{d,R,\max}$, ζ und β

nen direkt verglichen. Daher kann einer der Parameter $\psi_{d,R,\max}$ und ζ konstant gehalten werden.

Bei der praktischen Ausführung einer Maschine ist der Bereich, der durch den Parameter $\psi_{d,R,\max}$ beschrieben wird, deutlich größer als der der Anisotropie ζ , da hier die magnetische Sättigung des Eisens früh begrenzend wirkt. In der Praxis sind Werte von $\zeta > 4$ aufgrund von magnetischer Sättigung in der r-Achse nur noch schwer zu erreichen. Daher wird für die in den folgenden Unterabschnitten geführte Diskussion der Eigenschaften magnetisch asymmetrischer Maschinen die Darstellung im $\psi_{d,R,\max}$ - β -Raum verwendet und $\zeta = 3$ festgelegt. Diese Wahl beeinflusst lediglich die quantitativen Ergebnisse, ihre qualitative Natur bleibt unverändert.

In den folgenden beiden Unterabschnitten werden nur wenige exemplarische Maschineneigenschaften besprochen. Weitere Beispiele finden sich im Anhang A.3.

2.4.2 Vom Maschinentyp unabhängige Kenngrößen

Wie im vorangegangenen Abschnitt gezeigt wurde, unterscheiden sich die Charakteristika von Maschinen mit fester und variabler Rotorerregung für geringe Drehzahlen zunächst nicht. Erst wenn in der SSB1-Betriebsart ein Punkt mit

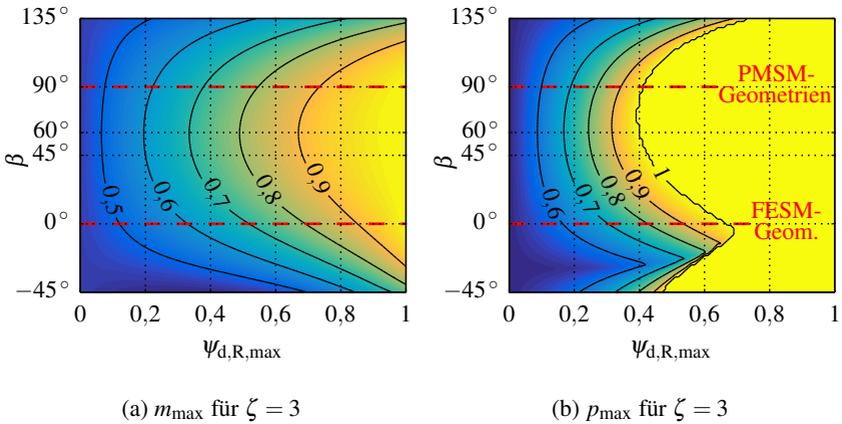


Abbildung 2.14: Maximales motorisches Drehmoment m_{max} und maximale Leistung p_{max} in der $\psi_{d,R,max}$ - β -Ebene

cos $\varphi = \pm 1$ erreicht wird ist es vorteilhaft, die Rotorerregung zu reduzieren. Im Grunddrehzahlbereich verhalten sich beide Maschinentypen daher identisch.

Motorischer Betrieb

Die beiden wichtigsten Kenngrößen magnetisch asymmetrischer Maschinen, die für beide Maschinentypen gelten, sind in Abbildung 2.14 aufgetragen. In Abbildung 2.14(a) ist das maximale motorische Grunddrehzahl-Drehmoment m_{max} für Maschinen mit $\zeta = 3$ gegeben. Gemäß (2.25) entspricht sein Wert ebenfalls dem Leistungsfaktor am Eckpunkt. Je höher der Wert ist, desto besser ist der Umrichter ausgenutzt.

Aufgrund der Anisotropie des Rotors erreichen alle Designs bereits bei $\psi_{d,R,max} = 0$ ein Drehmoment von $m = 0,447$. Mit zunehmender Rotorerregung steigt es streng monoton, da das synchrone Drehmoment anwächst.

In β -Richtung existiert keine Monotonie, hier wird für ein konstantes $\psi_{d,R,max}$ vielmehr ein Drehmomentmaximum bei $\beta \approx 60^\circ$ erreicht. Mit dieser Grafik ist gezeigt, dass durch die magnetische Asymmetrie das normierte Drehmoment und damit die Ausnutzung von Synchronmaschinen gesteigert werden kann. Für den gezeigten Fall mit $\zeta = 3$ kann das normierte Drehmoment einer PMSM-Geometrie mit $\beta = 90^\circ$ durch Einführen einer Asymmetrie um bis zu 4,3 % gesteigert werden. Dazu muss der Asymmetriewinkel bei $\psi_{d,R,max} \approx 0,46$ auf

$\beta \approx 59^\circ$ reduziert werden. Bei FESM-Geometrien ($\beta = 0^\circ$) ist mit 17,0 % sogar eine noch deutlich größere Verbesserung erzielbar ($\psi_{d,R,\max} \approx 0,45$, $\beta \approx 59^\circ$). Umgekehrt kann bei gleichbleibendem Drehmoment der Wert von $\psi_{d,R,\max}$ reduziert werden. Dies ist zum einen aus ökonomischer Sicht sinnvoll, da eine geringere Rotorerregung gleichbedeutend mit geringeren Kosten für Permanentmagnete bzw. geringerem Aufwand für die Rotorwicklung verbunden ist. Zum anderen verringert sich dadurch die induzierte Leerlaufspannung, wodurch die Sicherheit des Antriebssystems im Fehlerfall erhöht wird.

Sowohl für PMSM- als auch für FESM-Geometrien gilt dabei, dass die relative Reduktion von $\psi_{d,R,\max}$ größer werden kann, je niedriger das geforderte Drehmoment ist. Setzt man ein Mindest-Drehmoment von $m = 0,7$ voraus, kann $\psi_{d,R,\max}$ bei PMSM-Geometrien um 11,6 % und bei FESM-Geometrien sogar um 35,4 % reduziert werden.

Als zweite wichtige Kenngröße ist in Abbildung 2.14(b) die maximal erreichbare Leistung dargestellt. Auch hier ist erkennbar, dass die Leistung für konstante β mit zunehmendem $\psi_{d,R,\max}$ steigt und für konstante $\psi_{d,R,\max}$ das Maximum bei $\beta \approx 60^\circ$ erreicht. Im Gegensatz zum normierten Drehmoment wird die normierte Leistung für fallende β im Bereich $-45^\circ < \beta < 0^\circ$ wieder größer. Dies liegt daran, dass bei diesen Maschinen im motorischen Bereich auf eine bei einem sekundären MTPA-Punkt startenden Betriebstrajektorie gewechselt wird, die zwar ein geringeres Grunddrehzahl-Drehmoment, aber eine höhere Maximalleistung erzielt.

Bei PMSM-Geometrien kann die Leistung für $\zeta = 3$ um maximal 4,7 % gesteigert werden. Dieser Fall tritt bei $\psi_{d,R,\max} \approx 0,30$ und $\beta \approx 63^\circ$ auf. Bei FESM-Geometrie beträgt die Leistungssteigerung sogar maximal 30,2 % ($\psi_{d,R,\max} \approx 0,38$, $\beta \approx 69^\circ$). Die maximale Reduktion von $\psi_{d,R,\max}$ bei gleichbleibendem Drehmoment beträgt hier bis zu 11,1 % für PMSM- und 44,7 % für FESM-Geometrien.

Generatorischer Betrieb

In Abbildung 2.15 ist das Verhalten im generatorischen Bereich dargestellt. Abbildung 2.15(a) zeigt das im generatorischen Bereich erreichbare Drehmoment $|m_{\min}|$. Das Verhältnis von maximalem motorischen zum betraglich maximalen generatorischen Drehmoment ist in Abbildung 2.15(b) gegeben.

Bei beiden Diagrammen ist ein Knick bei $\beta = 45^\circ$ zu erkennen. Bei diesem Asymmetriewinkel existieren stets zwei gleich große Drehmomentminima über dem Vorsteuerwinkel γ_r , eine dem motorischen Fall für $\beta = -45^\circ$ äquivalente Situation (siehe Abbildung 2.3). Da das betraglich größte Minimum beim Über-

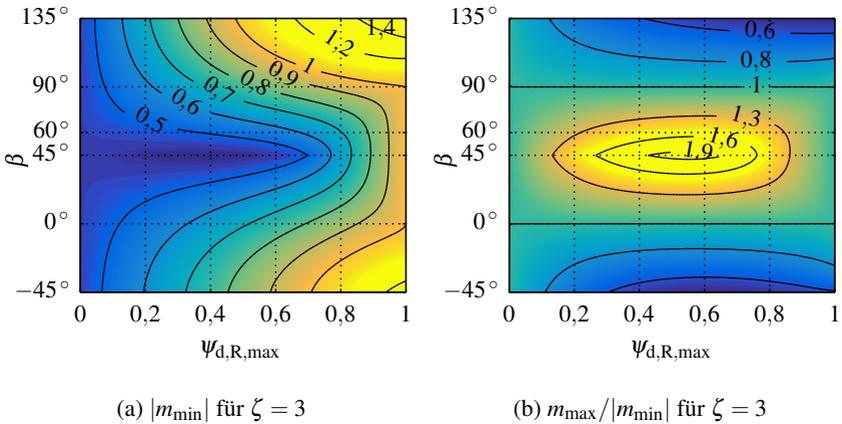


Abbildung 2.15: Maximales generatorisches Drehmoment $|m_{\min}|$ und Verhältnis von maximalem motorischem zu generatorischem Drehmoment $m_{\max}/|m_{\min}|$ in der $\psi_{d,R,\max}$ - β -Ebene

queren der $\beta = 45^\circ$ -Linie vom anderen abgewechselt wird, entsteht an dieser Stelle ein abrupter Übergang.

Durch dieses Phänomen liegt das Minimum des generatorischen Maximaldrehmoments für ausreichend niedrige Werte von $\psi_{d,R,\max}$ auf der $\beta = 45^\circ$ -Linie. Für höhere Werte von $\psi_{d,R,\max}$ wandert das Minimum zu etwas größeren Werten von β , da für solche Maschinen keine sekundären MTPA-Punkte mehr existieren und daher keine Abwechslung stattfindet.

Das betraglich größte generatorische Maximaldrehmoment wird bei $\beta = -45^\circ$ und $\beta = 135^\circ$ erreicht. Im Gegensatz zum motorischen Fall sind hier größere Werte als eins möglich, da der Ausgangspunkt für die Normierung im motorischen Bereich liegt.

In Abbildung 2.15(b) ist das Verhältnis des motorischen zum generatorischen Drehmoment $m_{\max}/|m_{\min}|$ illustriert. Die magnetisch symmetrischen Varianten $\beta = 0^\circ$ und $\beta = 90^\circ$ erzielen hier einen Wert von eins, der für $\beta \rightarrow 45^\circ$ ansteigt. Die maximal erreichbaren Unterschiede liegen für $\zeta = 3$ bei $m_{\max}/|m_{\min}| \approx 2$.

Auswirkung der normierten Darstellung

Es fällt auf, dass das Drehmomentmaximum in Abbildung 2.14(a) nicht bei $\beta = 45^\circ$ liegt, wie dies durch Abbildung 2.3 suggeriert wird. Das liegt daran,

dass die absoluten Parameter der Maschine in Abbildung 2.3 konstant gehalten werden. An den MTPA-Punkten der unterschiedlichen Kurven für die einzelnen dargestellten Werte für β unterscheidet sich die individuelle optimale Bestromung der einzelnen Maschine. Die Bestromung definiert jedoch den resultierenden Statorfluss, der sich für die einzelnen Maschinen in seinem Betrag unterscheidet. Da der Statorfluss gemäß Gleichung (2.24) jedoch der Bezugswert für die Normierung ist, unterscheiden sich die normierten $\psi_{d,R,\max}$ der einzelnen Kurven. In der Praxis bedeutet dies, dass eine Maschine mit $\beta = 45^\circ$ in absoluten Größen zwar das größte Drehmoment aufweist, durch den größeren Statorfluss jedoch auch eine geringere Eckdrehzahl und einen geringeren Leistungsfaktor am Eckpunkt erreicht. Für die umfassende Betrachtung aller Maschinen ist jedoch nur die normierte Darstellung zweckmäßig, die weitgehend unabhängig von ζ einen optimalen Asymmetriewinkel im Bereich von $\beta \approx 60^\circ$ identifiziert.

Dieser Effekt ist noch an zwei weiteren Stellen erkennbar. In der Einleitung wurde für absolute Maschinenparameter am Beispiel von Abbildung 1.1 angeführt, dass das maximale Drehmoment von Maschinen mit $\beta = 0^\circ$ und $\beta = 90^\circ$ gleich ist. Die Geometrie mit $\beta = 90^\circ$ erzeugt im MTPA-Betrieb jedoch einen kleineren Statorflussbetrag, da der Statorstrom feldschwächend wirkt. Dadurch sinkt gemäß Gleichung (2.23) auch das Bezugs-Drehmoment, wodurch das normierte Drehmoment größer ist. Dies ist erkennbar, wenn die Drehmomentwerte bei $\beta = 0^\circ$ und $\beta = 90^\circ$ in Abbildung 2.14(a) verglichen werden.

Der zweite Fall betrifft Maschinen mit $\beta = -45^\circ$ und $\beta \rightarrow 135^\circ$. Entsprechend Abbildung 2.3 sind ihre Drehmomentkurven bei Verwendung gleicher absoluter Werte identisch. Da jedoch zwei unterschiedliche Maxima als MTPA-Punkt interpretiert werden, in denen sich die Ansteuerung und die Statorflussverkettung unterscheiden, unterscheidet sich auch das normierte Drehmoment.

2.4.3 Vom Maschinentyp abhängige Kenngrößen

Sobald Kenngrößen betrachtet werden, die aus dem Drehmomentverlauf im Feldschwächbereich gewonnen werden, müssen Maschinen mit fester und variabler Erregung gesondert betrachtet werden. Die wichtigste Kenngröße ist hier der Konstantleistungsbereich (CPSR¹⁰) [9], der angibt, bis zu welcher Drehzahl die Leistung des Eckpunkts erreicht werden kann. Diese Größe ist für Maschinen mit fester Rotorerregung in Abbildung 2.16(a) und für Maschinen mit variabler Rotorerregung in Abbildung 2.16(b) dargestellt.

¹⁰Constant Power Speed Range

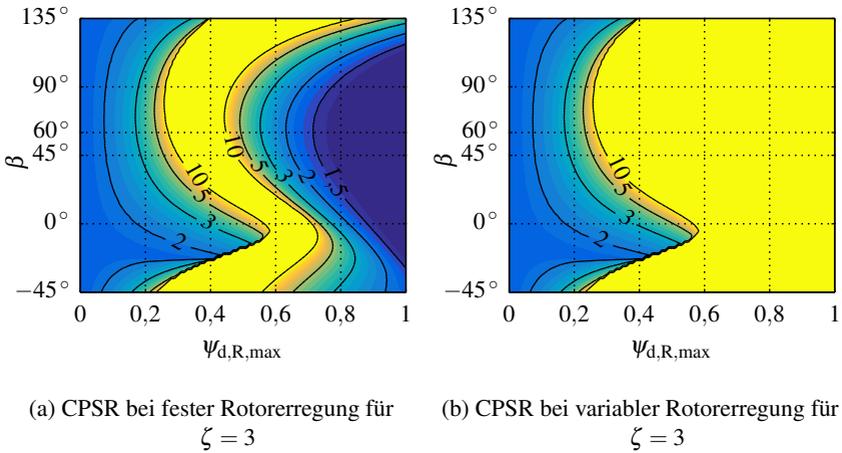


Abbildung 2.16: Konstantleistungsbereich beider Maschinentypen in der $\psi_{d,R,max}$ - β -Ebene. Der CPSR kann bei beiden Maschinentypen beliebig große Werte annehmen. In den Abbildungen sind nur Werte bis 10 markiert.

In Abbildung 2.16(a) ist zu sehen, dass für steigende $\psi_{d,R,max}$ der Konstantleistungsbereich zunächst anwächst, bis er ein Maximum erreicht und wieder absinkt. Die Position des Maximums tritt für $\beta \approx 60^\circ$ und $\beta \approx -45^\circ$ für besonders kleine Werte von $\psi_{d,R,max}$ auf. Letzterer Bereich ist in der Praxis jedoch nicht relevant, da diese Maschinen aufgrund ihrer Drehmomentcharakteristik sinnvollerweise nur im generatorischen Bereich betrieben werden.

Im Vergleich mit Abbildung 2.14 wird deutlich, dass ein Zielkonflikt zwischen maximalem Drehmoment und maximaler Leistung sowie einem möglichst großen Konstantleistungsbereich besteht. Eine Erhöhung von $\psi_{d,R,max}$ vergrößert zwar m_{max} , reduziert jedoch den CPSR. Dieser Konflikt wurde für symmetrische Maschinen mit $\beta = 90^\circ$ bereits früh entdeckt [9] und wird an dieser Stelle für magnetisch asymmetrische Maschinen verallgemeinert.

Das Problem kann vermieden werden, wenn Maschinen mit variabler Rotorerregung eingesetzt werden. In Abbildung 2.16(b) ist der CPSR für diese Maschinen gegeben. Es ist erkennbar, dass alle Maschinen mit ausreichend hohem $\psi_{d,R,max}$ einen großen Konstantleistungsbereich besitzen. Sobald $\psi_{d,R,max}$ einen Wert erreicht, der zu $i_\infty > 1$ führt, wird die Maschine ab einer bestimmten Drehzahl stets im leistungsoptimalen SSB2-Modus betrieben (siehe Unterabschnitt 2.3.3).

2.5 Zwischenfazit

Mithilfe des in diesem Kapitel eingeführten theoretischen Gebäudes können magnetisch asymmetrische Synchronmaschinen auf ähnliche Weise wie symmetrische beschrieben und analysiert werden. Aus den gewonnenen Erkenntnissen lassen sich wertvolle Regeln für die Auslegung ableiten.

Die von magnetisch symmetrischen Maschinen bekannten Parameter Anisotropie ζ und maximale Erregung $\psi_{d,R,max}$ wirken sich bei magnetisch asymmetrischen Maschinen in qualitativer Hinsicht gleich auf die Kenngrößen der Maschine aus. Bei Erhöhung sorgen beide für eine Steigerung des Grunddrehzahl-Drehmoments. Der Konstantleistungsbereich wächst zunächst ebenfalls an, erreicht bei Maschinen mit fester Erregung jedoch ein Maximum und bricht wieder ein.

Der Asymmetriewinkel β verändert das Drehmoment- und Leistungsverhalten qualitativ nicht, wirkt sich jedoch quantitativ aus: So werden bei $\beta \approx 60^\circ$ die geringsten Werte von ζ und $\psi_{d,R,max}$ benötigt, um gleiche Kenngrößen zu erreichen. Unter Beibehaltung der Anisotropie kann die Rotorerregung in der Größenordnung von 10 % bei PMSM-Geometrien reduziert werden. Bei FESM-Geometrien ist sogar eine Reduktion in der Größenordnung von 40 % möglich. Wird hingegen der Wert von $\psi_{d,R,max}$ beibehalten, ist ausgehend von einer PMSM-Geometrie mit $\beta = 90^\circ$ und $\zeta = 3$ eine Steigerung des Drehmoments um bis zu 4,3 % und der Leistung um bis zu 4,7 % möglich. Aufgrund der magnetischen Eigenschaften von FESM-Geometrien mit $\beta = 0^\circ$ ist bei diesen eine noch stärkere Verbesserung möglich. Das Drehmoment kann bei diesen Maschinen um bis zu 17,0 % und die Leistung um bis zu 30,2 % vergrößert werden.

3

Konstruktive Realisierung

Nachdem im vorangegangenen Kapitel gezeigt wurde, dass sich durch magnetische Asymmetrie Vorteile hinsichtlich der Leistungsfähigkeit von Elektromotoren erzielen lassen, wird in diesem Teil der Arbeit untersucht, wie eine solche Asymmetrie baulich realisiert werden kann.

Im ersten Abschnitt werden verschiedene elementare Rotorbauformen definiert und beschrieben, die als Grundtypen von Synchronmaschinen vorkommen. Durch geschickte Anordnung bzw. Überlagerung dieser Grundtypen können beliebige magnetisch symmetrische und asymmetrische Maschinendesigns synthetisiert werden.

Im zweiten Teil werden darauf aufbauend verschiedene Realisierungsmöglichkeiten magnetisch asymmetrischer Synchronmaschinen gegenübergestellt und diskutiert. Dabei werden aus der Fachliteratur bekannte Konzepte und eigene Ideen hinsichtlich ihrer Eignung bewertet.

In diesem Kapitel werden bis auf die geometrische Umsetzbarkeit und linearen magnetischen Eigenschaften der Grundtypen keine weiteren praxisrelevanten Effekte berücksichtigt. So wird insbesondere der Einfluss der Eisensättigung vernachlässigt und erst in Kapitel 4 für die als geeignet identifizierten Geometrien durch numerische Berechnungsmethoden mit einbezogen.

3.1 Grundtypen der Synchronmaschine

Die Rotoren von Synchronmaschinen können in wenige grundlegende Typen unterteilt werden, die sich in ihrer Materialzusammensetzung, dem geometrischen Aufbau und der elektromagnetischen Wirkungsweise unterscheiden lassen. Aus diesen Grundtypen können die wichtigsten gängigen Bauformen durch Überlagerung abgeleitet werden. Auf die gleiche Weise lassen sich magnetisch asymmetrische Maschinen erzeugen.

Im Folgenden werden vier Grundtypen definiert, die die Basis der Untersuchungen dieses Kapitels bilden. Dabei werden ausschließlich Radialflussmaschinen mit Innenläufer berücksichtigt. Die Ergebnisse können jedoch direkt auf andere Bauformen übertragen werden.

3.1.1 Reluktanzmaschinen

Der Grundtyp der Reluktanzmaschine (REL) trägt keine Rotorerregung. Das Drehmoment wird ausschließlich durch die Änderung der Induktivität eines Statorstrangs in Abhängigkeit des Rotorwinkels erzeugt [6]. In der Praxis wird die Induktivitätsänderung durch die Formgebung des Rotors umgesetzt, indem der wirksame Luftspalt in der Spulenchse variiert wird.

In Abbildung 3.1(a) sind eine beispielhafte Geometrie sowie eine linear abgewinkelte Vereinfachung dargestellt. Die sich im Rotor befindlichen Luftpfeilschlüsse wirken als Barrieren für den magnetischen Fluss, wodurch die Induktivität an diesen Positionen sinkt. Zur Betrachtung der grundlegenden magnetischen Eigenschaften reicht es aus, die Grundwelle der Luftspaltinduktivität $^1L_\delta$ zu berücksichtigen, die in oben beschriebener Weise am Rotor orientiert ist. Die Maxima und Minima dieser Funktion definieren die Lagen der r- und der s-Achse (siehe auch Abbildung 2.1(a)).

3.1.2 Erregung durch Permanentmagnete

In der einfachsten Form bestehen permanentmagneterregte Synchronmaschinen wie in Abbildung 3.1(b) aus einem rotationssymmetrischen Rotorkern, auf dessen Oberfläche Permanentmagnete befestigt sind (SPM¹¹). Da Permanentmagnete eine der Luft ähnliche magnetische Permeabilität aufweisen [7, D2], ist die Induktivität in erster Näherung nicht von der Rotorposition abhängig und vergleichsweise gering. Das Drehmoment wird allein durch die Rotorerregung

¹¹Surface Permanent Magnets

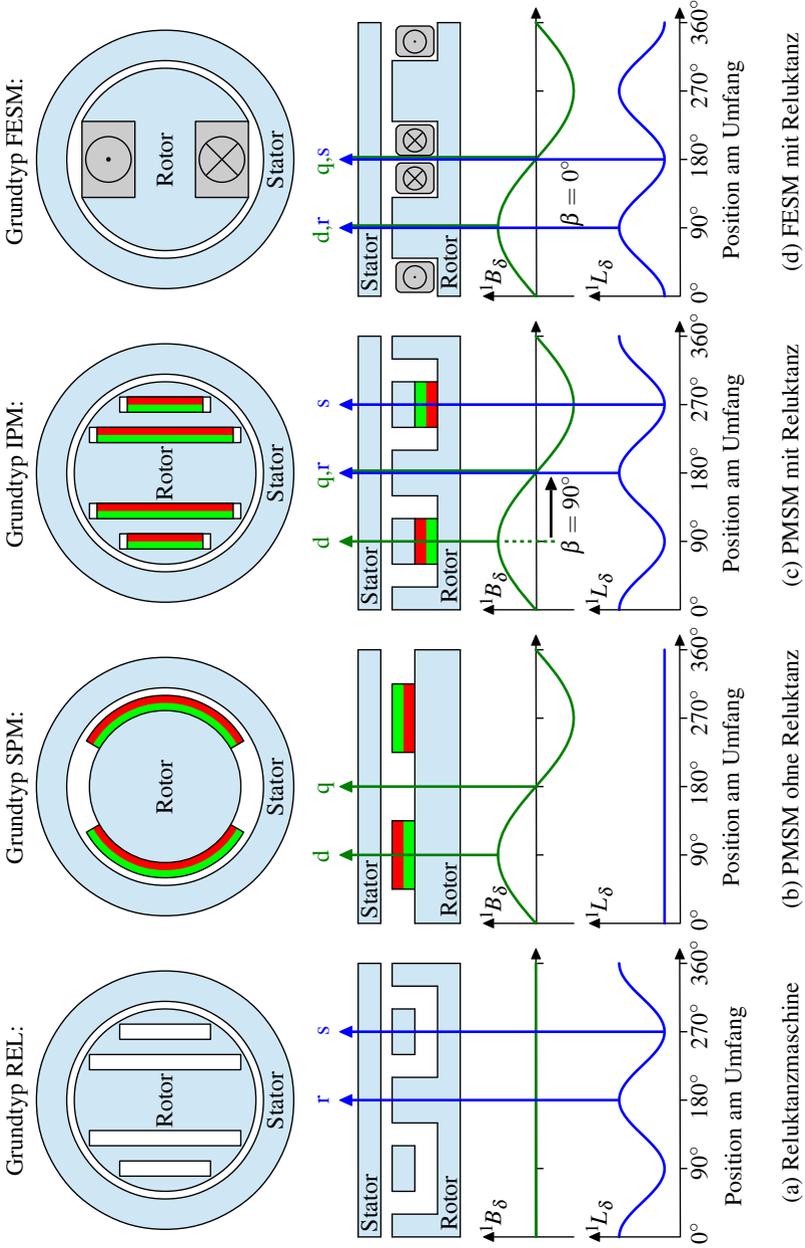


Abbildung 3.1: Beispielgeometrien sowie B_δ - und L_δ -Verläufe der vier betrachteten Grundtypen

erzeugt. Das Maximum der Grundwelle der Luftspaltflussdichte ${}^1B_\delta$ definiert die Position der d-Achse.

Der in Abbildung 3.1(c) gezeigte dritte Grundtyp stellt eine Überlagerung der beiden oben besprochenen Grundtypen dar. Eine der Reluktanzmaschine ähnliche Rotorform dient als Basis, wobei die Lufttaschen zum Teil oder vollständig mit Permanentmagneten bestückt sind (IPM¹²). Spezifisch für diesen Typ ist es, dass sich das Minimum der Induktivität in der Magnetisierungsrichtung des Rotors befindet (d-Achse), während das Maximum (r-Achse) in der q-Achse liegt. Die so entstehende Maschine kann gleichzeitig ein Reluktanz- und ein synchrones Drehmoment erzeugen.

3.1.3 Elektrische Erregung

Statt mit Permanentmagneten kann die Erregung des Rotors auch durch eine elektrische Wicklung bewerkstelligt werden, die im stationären Betrieb von einem Gleichstrom durchflossen wird (FESM). Dieser Fall ist in Abbildung 3.1(d) gegeben.

Bei der dargestellten Beispielmachine handelt es sich um einen Schenkelpolrotor, bei dem die Rotorwicklung auf ausgeformten Polen sitzt. Hierdurch wird erreicht, dass der Luftspalt in Flussrichtung (d-Achse) klein ist, wodurch die benötigte elektrische Rotordurchflutung reduziert wird. Die Spulenseiten der Rotorwicklung befinden sich konzentriert zwischen den einzelnen Rotorpolen in der q-Achse. Da die für die Rotorwicklung verwendeten Materialien (Kupfer oder Aluminium) eine der Luft ähnliche magnetische Permeabilität aufweisen, ist im Allgemeinen die Induktivität in q-Richtung geringer als in d-Richtung. Dadurch können solche Rotoren ebenfalls ein Reluktanzmoment erzeugen.

Bei Vollpol- bzw. Turboläufer-Geometrien sind das Rotorblechpaket und die Rotorwicklung derart gestaltet, dass über dem Umfang eine näherungsweise konstante Induktivität entsteht. Solche Rotoren werden jedoch üblicherweise für schnelllaufende Generatoren im oberen Leistungsbereich angewendet und werden hier nicht weiter berücksichtigt.

¹²Interior Permanent Magnets

3.2 Klassifikation magnetisch asymmetrischer Maschinen

In diesem Abschnitt werden verschiedene Möglichkeiten zur Erzeugung einer magnetischen Asymmetrie besprochen, wobei unterschieden wird, mit welcher Methode sie in den Rotor eingebracht wird. Die meisten Ansätze sind bereits aus der Literatur bekannt, werden häufig jedoch nicht vor dem Hintergrund der Leistungssteigerung durch Ausnutzen der magnetischen Asymmetrie eingesetzt, sondern dienen der Verbesserung einer oder mehrerer Eigenschaften von magnetisch symmetrischen Maschinen.

3.2.1 Mehrteilige Rotoren

Eine naheliegende Methode, zwei unterschiedliche Rotortypen zu kombinieren ist es, zwei unterschiedliche Aktivteile auf einer gemeinsamen Welle zu montieren. Dieses in der Literatur als *Two Part Rotor* bezeichnete und häufig beschriebene Prinzip ist in Abbildung 3.2 dargestellt.

Literaturüberblick

Die Arbeitsgruppe um Chalmers hat sich in den 1990er Jahren mit dieser Ausführungsform beschäftigt, wobei als Teilrotoren die Grundtypen REL und SPM eingesetzt wurden [38, 39, 48–52]. Das Ziel war, durch das Erzwingen von

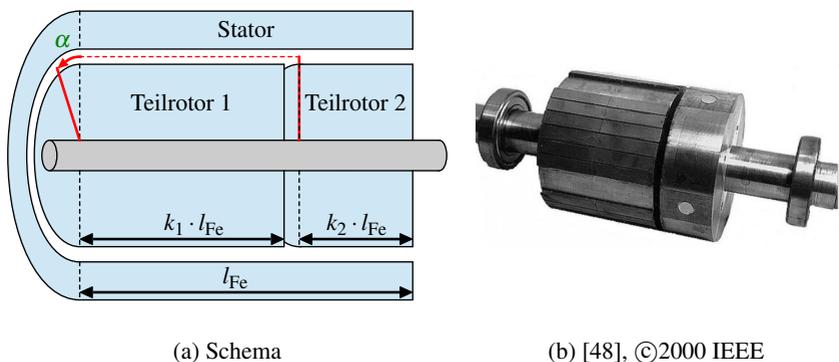


Abbildung 3.2: Schematische Darstellung und Beispiel eines Two Part Rotors

$L_d > L_q$ die Feldschwächbarkeit von permanentmagneterregten Synchronmaschinen zu verbessern. Dazu wurden die Teilrotoren so zueinander auf einer Welle positioniert, dass die Pole des permanentmagneterregten Teilrotors in die Richtung der größten Induktivität des Reluktanzteils zeigen. Weitere Arbeiten [39, 48] behandelten die Unterschiede zur Konfiguration mit $L_d < L_q$, bei der beide Rotorteile um 90° elektrisch verdreht wurden.

Mit dieser Rotorbauform ist die Erzeugung einer magnetischen Asymmetrie trivial. Dazu müssen die beiden Rotorteile lediglich um den gewünschten Asymmetriewinkel β zueinander verdreht auf der Welle montiert werden, wie dies in Abbildung 2.1(a) angedeutet ist¹³. Die Autoren haben diese Möglichkeit jedoch nicht weiter untersucht, vielmehr wurde sie in [49, 51] als „nutzlos“ verworfen. Dieser Rotortyp wurde später von anderen Autoren aufgegriffen und gezielt auf die Asymmetrie hin untersucht. Chen [41] untersuchte zwei magnetisch asymmetrische Konfigurationen und stellte vorteilhafte Betriebseigenschaften gegenüber der symmetrischen Variante fest. Eine detailliertere messtechnische Analyse des maximalen Drehmoments für verschiedene Verdrehungswinkel und relative Längen der Aktivteile wurde von Beser et al. [53] durchgeführt. Auch hier konnte eine Drehmomentsteigerung durch die magnetische Asymmetrie festgestellt werden.

Anstelle der Grundtypen REL und SPM kann allgemein mit dem Typ IPM gearbeitet werden, aus dem die beiden erstgenannten Typen abgeleitet werden können. Randi und Astier haben eine theoretische Analyse für zwei IPM-Teile durchgeführt, wobei ebenfalls verschiedene Verdrehungswinkel und relative Längen berücksichtigt wurden [40]. Allerdings wurde hier ein resultierendes symmetrisches Maschinenmodell angenommen, das nur in Sonderfällen gültig ist.

Eine weitere in der Literatur behandelte Ausführungsform kombiniert den FESM-Grundtyp mit einem IPM-Typen [54, 55]. Mit dieser Methode wird ein Wechselstromgenerator realisiert, mit dem sich die induzierte Spannung einstellen lässt. Dabei handelt es sich um eine hybride Erregung, die in Unterabschnitt 3.2.3 für einteilige Rotoren im Detail diskutiert wird.

Parameterstudie

Zur qualitativen Beurteilung der Tauglichkeit des Konzeptes mehrteiliger Rotoren als magnetisch asymmetrische Motoren wird eine numerische Parameterstudie durchgeführt. Dabei dient das maximal erreichbare normierte Drehmoment

¹³Da es sich bei β um einen elektrischen Winkel handelt, müssen die Rotorteile um β/p mechanisch zueinander verdreht montiert werden.

als Bewertungsgrundlage, da nur dieses entsprechend der Ausführungen in Unterabschnitt 2.4.2 als neutrale Kenngröße zu gebrauchen ist. Bei der Parameterstudie werden die folgenden beiden Maschinenvarianten betrachtet:

- Eine Maschine mit Oberflächenmagneten und einem Reluktanzteil (SPM+REL), ähnlich dem Konzept der Arbeitsgruppe um Chalmers [52]. Der SPM-Teil erhält die Parameter $\psi_{d,R,\max} = 0,95$ und $\zeta = 1$, für den REL-Teil gilt $\psi_{d,R,\max} = 0$ und $\zeta = 6$. Die hohe Anisotropie des REL-Teils wird durch das Fehlen der permanentmagnetbedingten Sättigung und durch ein spezielles Rotordesign begünstigt [51].
- Eine Maschine, die aus zwei identischen IPM-Teilen mit den Parametern $\psi_{d,R,\max} = 0,4$ und $\zeta = 3$ besteht. Die Maschine hat einen Kurzschlussstrom von $i_\infty \approx 0,976$ und entspricht damit nahezu einer idealen PMSM gemäß Soong und Miller [9]. Dieses Setup stellt eine Verallgemeinerung der Arbeit von Randi und Astier [40] dar.

Bei der Parameterstudie werden die beiden in Abbildung 3.2(a) eingeführten Freiheitsgrade k_1 und α des mehrteiligen Rotors variiert. k_1 entspricht der relativen Länge des ersten Teilrotors, wobei der Einfachheit halber $k_2 = 1 - k_1$ gewählt wird. Mit α wird der elektrische Verdrehungswinkel der beiden Teilrotoren auf der Welle bezeichnet.

Die Berechnung erfolgt mit absoluten Werten, die aus den für alle Parameterkombinationen gleich gewählten Bezugswerten u_B , i_B , p und der Strangzahl m sowie den geforderten normierten Maschinenparametern nach Abschnitt 2.1 bestimmt werden. Aus ihnen wird die drehmomentoptimale Ansteuerung im Eckpunkt berechnet, woraus individuelle Bezugsgrößen für die Statorflussverkettung ψ_B und das Drehmoment M_B resultieren. Das Ergebnis wird anschließend wieder normiert. Erst dadurch wird eine objektive Bewertung der Maschineneigenschaften möglich.

Die Abbildungen 3.3(a) bis 3.3(c) zeigen die Ergebnisse der ersten betrachteten Maschinenvariante (SPM+REL), wobei bei $k_1 = 1$ der Rotor vollständig aus einem SPM-Teil besteht. Bei $\alpha = 0$ sind die d-Achse des SPM-Teils und die r-Achse des REL-Teils parallel. Aufgrund der Periodizität des REL-Teils entsprechen die Bereiche $-180^\circ \leq \alpha \leq -90^\circ$ und $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ einer magnetisch asymmetrischen Maschine, bei der das motorische Drehmoment größer ist als das generatorische.

Abbildung 3.3(a) visualisiert das normierte maximale motorische Drehmoment dieser Beispielmaschine. Es ist zu erkennen, dass es für $k_1 = 1$ maximal und für $k_1 = 0$ minimal wird. Durch die magnetische Asymmetrie kann im Bereich dazwischen kein Drehmomentvorteil erzielt werden. Für ein festes k_1 wird

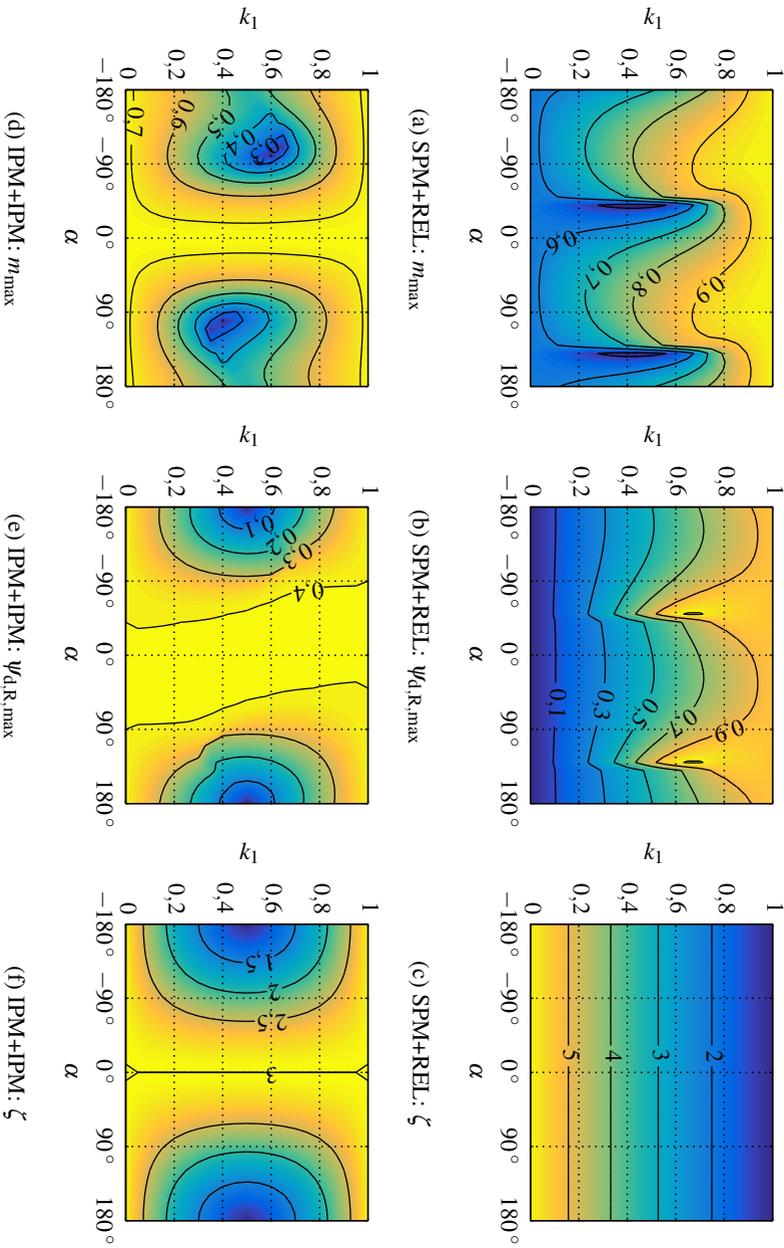


Abbildung 3.3: Auswirkung der relativen Länge k_1 und des Drehungswinkels α auf das Drehmoment (links), die normierte Erregung (Mitte) und die Anisotropie (rechts) der Varianten SPM+REL (obere Reihe) und IPM+IPM (untere Reihe)

das Drehmomentmaximum im Bereich zwischen $60^\circ \leq \alpha \leq 100^\circ$ erreicht. Der Verdrehungswinkel α darf nicht mit dem Asymmetriewinkel β aus den Abbildungen 2.14 bis 2.16 verwechselt werden, da für diesen die normierte Erregung $\Psi_{d,R,\max}$ konstant ist. In der Parameterstudie verändert sich jedoch $\Psi_{d,R,\max}$ über α für ein festes k_1 , da sich durch die mechanische Verdrehung auch der Bezugswert ψ_B verändert. Diese Veränderung von $\Psi_{d,R,\max}$ ist in Abbildung 3.3(b) dargestellt. Abbildung 3.3(c) zeigt, dass α keinen Einfluss auf die Anisotropie hat, die monoton für ein steigendes k_1 abnimmt.

Dieses Ergebnis scheint auf den ersten Blick den Resultaten von Chen [41] und Beser et al. [53] zu widersprechen, die mit diesem Rotortyp eine Drehmomenterhöhung durch magnetische Asymmetrie erzielen konnten. Die Autoren haben jedoch lediglich das absolute Drehmoment betrachtet. Wie in Unterabschnitt 2.4.2 beschrieben geht die Steigerung des absoluten Drehmoments jedoch mit einer überproportionalen Steigerung der Flussverkettung am Eckpunkt ψ_B einher. Dadurch erhöht sich die magnetische Ausnutzung der Maschine für einen Vergleich unzulässig und die Eckdrehzahl ω_B sinkt gemäß Gleichung (2.9). Werden die Maschinen auf ihre Bezugswerte normiert betrachtet, bleibt das Drehmoment der asymmetrischen Varianten unter dem der SPM-Ausgangsmaschine.

Der Grund dafür, dass mit mehrteiligen Rotoren die magnetische Asymmetrie nicht gewinnbringend ausgenutzt werden kann, ist im Vergleich der Abbildungen 3.3(b) und 3.3(c) zu finden. Durch das Verwenden zweier unterschiedlicher Grundformen kann mit dem resultierenden Rotor im motorischen Bereich weder die hohe Erregung des SPM-Grundtyps noch die hohe Anisotropie des REL-Typs erreicht werden. Ein mehrteiliger Rotor stellt daher immer einen schlechten Kompromiss dar.

Ein ähnliches Verhalten kann bei einem mehrteiligen Rotor festgestellt werden, der aus zwei identischen IPM-Teilen besteht (Abbildungen 3.3(d) bis 3.3(f)). In diesem Beispiel sind die Rotoren bei $\alpha = 0^\circ$ gleich ausgerichtet, wodurch sie sich nicht von den Ausgangsmaschinen unterscheiden. Die Resultate sind daher für $k_1 = 0$, $k_1 = 1$ und $\alpha = 0^\circ$ identisch.

Auch hier ist zu erkennen, dass das höchste Drehmoment mit den Ausgangsmaschinen erreicht werden kann, da diese die größte Erregung und Anisotropie aufweisen. Für betragsmäßig zunehmende Verdrehungswinkel verschlechtern sich diese Größen so stark, dass das maximal erreichbare Drehmoment trotz magnetischer Asymmetrie absinkt.

Zusammenfassung

Das Prinzip mehrteiliger Rotoren bietet einen theoretisch interessanten Ansatz, magnetisch asymmetrische Maschinen zu erzeugen. Durch eine Parameterstudie kann jedoch gezeigt werden, dass mit dieser Bauform kein Vorteil gegenüber konventionellen Maschinen erreicht werden kann, da mit der entstehenden magnetischen Asymmetrie eine Verschlechterung der Parameter der Ausgangsmaschinen einhergeht.

In der Praxis sind bei mehrteiligen Rotoren weitere Aspekte zu beachten. Dazu gehören etwa der hohe Fertigungsaufwand und das Entstehen axialer Kräfte durch die inhomogene Struktur in Wellenrichtung. Die Kombination mit einem FESM-Grundtyp wie in [54] weist einen zusätzlichen Nachteil auf: Durch die benötigte Rotorwicklung muss zwischen den Teilrotoren Platz für den Wickelkopf gelassen werden, wodurch wegen $k_1 + k_2 < 1$ sowohl die Anisotropie als auch die Erregung weiter reduziert werden.

Die in der Parameterstudie gewonnene Erkenntnis kann auf zwei weitere Kombinationen von Grundtypen übertragen werden. Es scheint fragwürdig, zum Zwecke der magnetischen Asymmetrie den REL-Grundtyp mit einem IPM- oder FESM-Typen zu kombinieren, da beide Grundtypen bereits eine Anisotropie aufweisen. Hier ist zu erwarten, dass die resultierende Anisotropie und gegebenenfalls auch die Erregung bei einer Verdrehung deutlich reduziert werden.

Die Grundtypen müssen daher vorteilhaft innerhalb der zweidimensionalen Rotorgeometrie kombiniert werden. Dabei muss sichergestellt sein, dass sich die Ausgangsparameter nicht verschlechtern.

3.2.2 Geometrische Asymmetrie

Der Querschnitt des Rotors gewöhnlicher Synchronmaschinen, wie sie etwa in Abbildung 3.1 schematisch dargestellt sind, weist in der Regel eine geometrische Achsensymmetrie zur d-Achse auf. Eine weitere Möglichkeit, eine Synchronmaschine mit magnetischer Asymmetrie zu erzeugen besteht darin, diese geometrische Symmetrie aufzuheben. In der Literatur finden sich zahlreiche Beispiele für solche Maschinen. Die Gründe, den Rotor geometrisch asymmetrisch auszuführen, sind vielfältig und zielen nicht ausschließlich auf die Steigerung der Leistungsfähigkeit ab. Weiterhin ist eine geometrisch asymmetrische Ausführung nicht zwangsläufig auch magnetisch asymmetrisch, wie im Folgenden herausgearbeitet wird.

In diesem Unterabschnitt werden ausschließlich Maschinen behandelt, die nur eine Form der Rotorerregung aufweisen, also entweder permanentmagnetisch

oder fremderregt sind. Hybriderregte Maschinen werden gesondert in Unterabschnitt 3.2.3 behandelt.

Literaturüberblick

Bereits in den 1970er und 1980er Jahren untersuchte die Arbeitsgruppe um Binns Geometrien von netzanlaufenden permanentmagneterregten Synchronmaschinen, die einen geometrisch unsymmetrischen Rotor aufweisen [56, 61, 62]. Eine der untersuchten Geometrien ist in Abbildung 3.4(a) gezeigt. Der Kerngedanke hinter dieser Geometrie ist die Vergrößerung des Luftspaltflusses zur Leistungssteigerung, indem die Oberfläche der Permanentmagnete maximiert wird. In [62] untersuchten die Autoren die Effekte der sich einstellenden magnetischen Asymmetrie für beiden Drehrichtungen, die aufgrund der Asymmetrie im motorischen Betrieb unterschiedliche Betriebseigenschaften

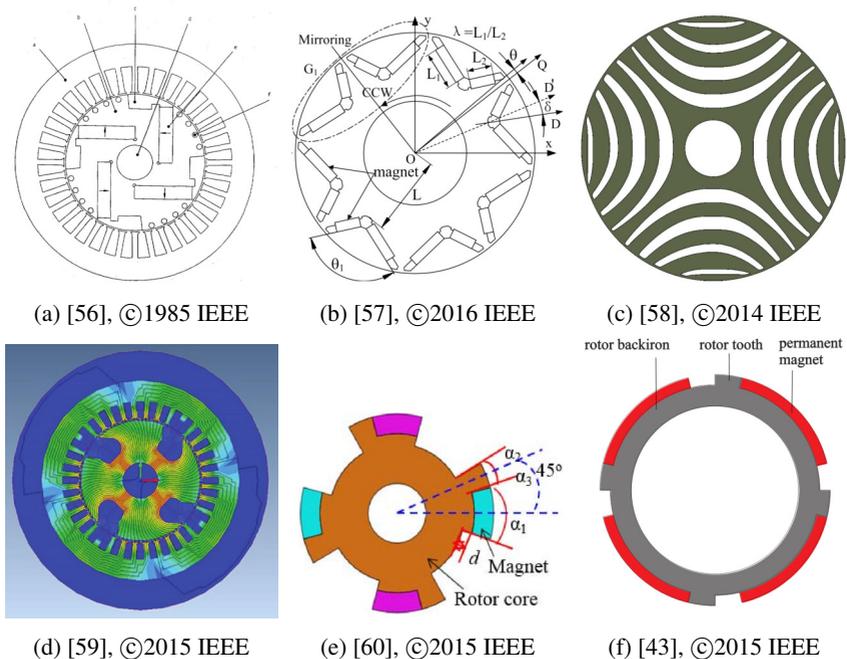


Abbildung 3.4: Beispiele geometrisch asymmetrischer Rotoren aus der Literatur

aufweisen. Es wurde gezeigt, dass der Motor je nach Drehrichtung kapazitives oder induktives Verhalten sowie unterschiedliche Maximaldrehmomente aufweist. Eine gezielte Untersuchung der magnetischen Asymmetrie zum Zwecke der Leistungssteigerung wurde jedoch nicht durchgeführt.

Ein weiterer Einsatzzweck geometrisch asymmetrischer Rotoren ist die Reduktion des Drehmomentrippels. Ren et al. [57] verwenden die in Abbildung 3.4(b) gezeigte permanentmagneterregte Rotorgeometrie, bei der die beiden Schenkel der V-förmig vergrabenen Magnete eines Pols unterschiedliche Längen und Winkel haben können. Durch die eingeführte Spiegelsymmetrie benachbarter Pole ist der Rotor im Gesamten jedoch magnetisch symmetrisch.

Das gleiche Ziel verfolgen Howard et al. [58], die dieses Prinzip auf synchrone Reluktanzmaschinen wie in Abbildung 3.4(c) anwenden. Durch eine asymmetrische Formgebung der Flusssperren werden gleichzeitig das maximale Drehmoment sowie der Drehmomentrippel optimiert. Eine Auswirkung auf den generatorischen Bereich wird allerdings nicht beschrieben.

Auch aus Fertigungsgründen kann die Einführung einer geometrischen Asymmetrie sinnvoll sein. Yang et al. [63] gestalten den in Abbildung 3.4(d) gezeigten Polschuh einer fremderregten Schenkelpol-Synchronmaschine derart, dass die Rotorspulen zur einfacheren Montage durch Aufschieben montiert und ausgetauscht werden können. Dazu wird der Polschuh einseitig verkürzt ausgeführt. Allerdings gehen die Autoren nicht auf mögliche Unterschiede in der motorischen und generatorischen Leistungsfähigkeit ein.

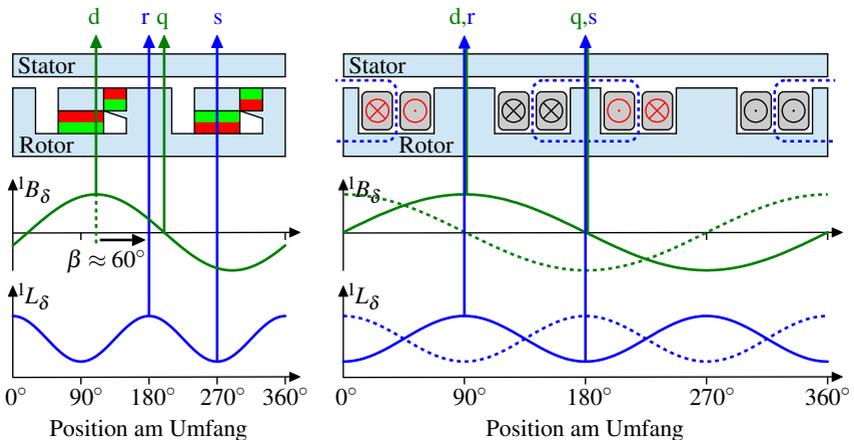
Die gezielte Ausnutzung der magnetischen Asymmetrie zur Steigerung der Leistungsfähigkeit mithilfe geometrisch asymmetrischer Rotorstrukturen wurde in jüngster Zeit beinahe zeitgleich von Zhao [60] sowie Alsawalhi und Sudhoff [42, 43] simulativ untersucht. Die von diesen Autoren verwendeten Rotorgeometrien sind in Abbildung 3.4(e) (Zhao) und Abbildung 3.4(f) (Alsawalhi und Sudhoff) dargestellt. Die Rotoren können als Superposition der beiden Grundtypen REL und SPM (siehe Abbildung 3.1) aufgefasst werden, die um einen bestimmten Winkel zueinander verdreht und zu einer Geometrie zusammengefügt sind. Die Reluktanzstruktur wird hier in Form von Rotorzähnen ausgeführt. Beide Autoren erreichen durch die magnetische Asymmetrie eine Verbesserung der Leistungsfähigkeit. Hier muss allerdings beachtet werden, dass gemäß den Ausführungen in Unterabschnitt 2.4.1 aufgrund der Verwendung von absoluten Größen keine allgemeingültigen Aussagen gemacht werden können (vgl. Parameterstudie in Unterabschnitt 3.2.1). Weiterhin wurden der motorische und der generatorische Betrieb nicht miteinander verglichen.

Weitere Kombinationsmöglichkeiten

Neben der von Zhao sowie Alsawalhi und Sudhoff favorisierten Methode, die magnetische Asymmetrie durch ein Verschmelzen der Grundtypen SPM und REL zu erzeugen, werden an dieser Stelle zwei weitere Möglichkeiten diskutiert.

In Abbildung 3.5(a) ist der linear abgewinkelte Aufbau eines Rotors gezeigt, bei dem der Grundtyp IPM aus Abbildung 3.1(c) mit dem SPM-Typ kombiniert ist. Dabei wird ausgenutzt, dass IPM-Typen zur Vermeidung von magnetischen Kurzschlüssen Flussbarrieren seitlich der Magnete aufweisen, die bis zum Luftspalt reichen. Manche dieser Taschen sind mit einem luftspaltnahen Magneten versehen, die abseits der ursprünglichen d-Achse einen Permanentmagnetfluss erzeugen. Unter diesen Magneten befinden sich zusätzliche Sockel zur Flussführung.

Diese zusätzlichen Magnete können als SPM-Teil aufgefasst werden, dessen d-Achse zu derjenigen des IPM-Teils verschoben ist. Durch die Überlagerung des magnetischen Flusses entsteht eine resultierende d-Achse, die näher bei der r-Achse liegt als die des IPM-Teils. Dadurch verringert sich der ursprüngliche



(a) IPM+SPM

(b) FESM+FESM

Abbildung 3.5: Kombinationen von zwei Grundtypen gleicher Erregungsart, um mittels geometrischer Asymmetrie eine magnetisch asymmetrische Synchronmaschine zu erzeugen

Asymmetriewinkel von $\beta = 90^\circ$ und fällt in den Bereich $0^\circ < \beta < 90^\circ$. Die r-Achse selbst verändert ihre Lage nur unwesentlich, da die hinzugefügten Permanentmagnete eine der Luft ähnliche magnetische Permeabilität haben und die Sockel keine signifikante Veränderung des magnetischen Leitwerts bewirken. Die so entstandene Geometrie wird im Folgenden als aPMSM (asymmetrische PMSM) bezeichnet.

In Abbildung 3.5(b) ist der Versuch dargestellt, dieses Prinzip auf fremderregte Synchronmaschinen zu übertragen. Auch hier wird die ursprüngliche Rotorstruktur aus Abbildung 3.1(d) um zusätzliche Pole des gleichen Erregungsprinzips erweitert, die verschoben zur Hauptstruktur angeordnet sind. Die neu hinzugekommenen Pole sind blau gestrichelt markiert.

Der untere Teil der Abbildung zeigt, wie sich die zusätzlichen Pole im Vergleich zur ursprünglichen Maschine auf die Grundwellen der Luftspaltflussdichte und der Luftspaltinduktivität auswirken. Die Kurven der ursprünglichen Maschine sind dabei durchgezogen, die der zusätzlichen Pole sind gestrichelt dargestellt. Bei der Grundwelle ist wie im vorherigen Fall eine positive Überlagerung möglich, die zu einer Verschiebung der resultierenden d-Achse führt.

Durch die 180° -Periodizität der Induktivität tritt allerdings eine signifikante Reduktion der Anisotropie auf: Da die zusätzlichen Pole in der s-Achse der Ausgangsmaschine liegen, erhöht sich die Induktivität in dieser Achse deutlich. Dieser Effekt ist bereits vom mehrteiligen Rotor in der Ausführungsform IPM+IPM bekannt (siehe Abbildung 3.3(f)). Ferner sind die rot markierten Spulenseiten der Rotorwicklung innerhalb ihrer Nut gegenphasig gewickelt. Dadurch hebt sich ihre magnetische Wirkung auf. Das nutzbare Wickelfenster des Rotors ist daher erheblich eingeschränkt.

Wegen dieser beiden gravierenden Nachteile kann die Kombination mehrerer FESM-Grundtypen als nicht zielführend angesehen werden.

Zusammenfassung

Um innerhalb der zweidimensionalen Geometrie einer Synchronmaschine eine magnetische Asymmetrie zu erzeugen, wobei nur eine Art der Erregung eingesetzt werden soll, sind nur die Kombinationen REL+SPM und IPM+SPM zweckmäßig. Der SPM-Teil wird bei diesen Varianten dazu genutzt, die d-Achse relativ zur r-Achse zu positionieren bzw. zu verschieben.

3.2.3 Hybride Erregung

Hybriderregte Synchronmaschinen, bei denen die Rotorerregung sowohl durch Permanentmagnete als auch durch eine elektrische Wicklung realisiert wird, sind Gegenstand einer Vielzahl von Forschungstätigkeiten. Den Großteil stellen magnetisch symmetrische Maschinen dar, die in einem breiten Leistungsbe-
reich anzutreffen sind. So zählen etwa Lichtmaschinen [64], Hauptantriebe in der Elektrotraktion [25] und sogar die Energieerzeugung im Megawattbereich [65] zu ihren Einsatzgebieten.

Klassifikation hybridererregter Synchronmaschinen

Hybriderregte Synchronmaschinen können auf drei Arten klassifiziert werden. Wie in Unterabschnitt 3.2.1 besprochen können sie als einteilige oder mehrteilige Rotoren ausgeführt sein. Einteilige Rotoren können gemäß Abbildung 3.6 ferner darin unterschieden werden, an welchen Stellen die unterschiedlichen Erregungsarten in den Rotor eingebracht werden: Sie weisen entweder identische Rotorpole auf, wobei beide Erregungsarten pro Pol eingesetzt werden, oder die Pole wechseln sich darin ab, ob das Feld durch Permanentmagnete oder elektrische Erregung hervorgerufen wird. Weiterhin unterscheiden sich hybriderregte Maschinen darin, ob die Feldquellen seriell oder parallel angeordnet sind, pro magnetischem Kreis also nur eine oder zwei verschiedene Quellen existieren.

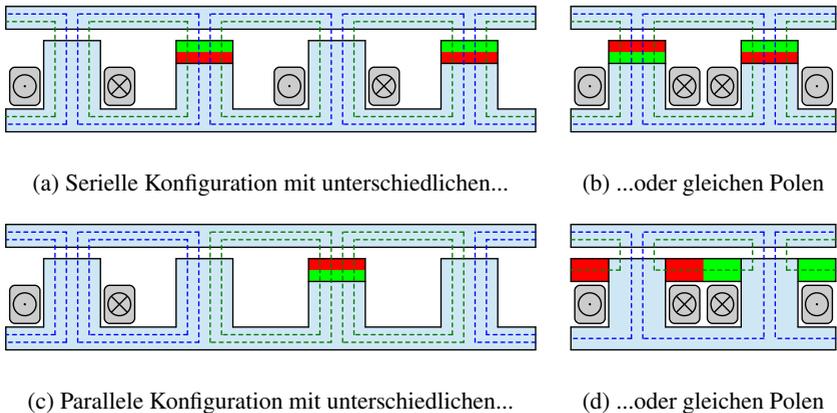


Abbildung 3.6: Klassifikation hybrider einteiliger Rotoren

Der Rotorfluss der seriellen Typen in den Abbildungen 3.6(a) und 3.6(b) passiert stets einen Magneten und umschließt eine oder mehrere elektrische Spulenseiten. Da ein Permanentmagnet jedoch eine niedrige magnetische Permeabilität aufweist, ist der magnetische Widerstand des Kreises hoch. Dadurch ist zum einen der Einfluss der elektrischen Erregung auf die Flussdichte stark eingeschränkt [25]. Zum anderen ist die Induktivität in d-Richtung und damit die Anisotropie deutlich geringer als bei der rein fremderregten Variante. Die Aufteilung der Erregungsarten auf die verschiedenen Pole hat dabei keinen Einfluss. Bei parallelen Topologien wird zumindest der erstgenannte Nachteil vermieden. In Abbildung 3.6(c) sind zwischen den aktiven Nordpolen passive Südpole angeordnet, die die magnetischen Kreise der unterschiedlichen Erregungsarten schließen. Diese Topologie wird etwa in [64] für eine Lichtmaschine angewendet. Die unterschiedlichen magnetischen Kreise dieser Anordnung müssen nicht streng nebeneinander angeordnet werden, sondern können einander auch umschließen. Solche Geometrien werden beispielsweise in [25, 66] diskutiert. Neben der ebenfalls geringen Anisotropie ist ein weiterer Nachteil dieser Variante, dass bei Variation des Erregerstroms Subharmonische im Rotorfeld entstehen. Im Extremfall kann bei Invertierung des Erregerstroms sogar die Polpaarzahl verändert werden [64].

Dies kann verhindert werden, indem alle Pole gleich ausgeführt werden. Ein Beispiel dafür ist in Abbildung 3.6(d) gezeigt. Der Permanentmagnet und die elektrische Erregung bilden bei Nennerregung magnetische Kreise, die sich zwischen den benachbarten Polen schließen. Bei der Reduktion des Erregerfelds kann das Luftspaltfeld bis auf nahezu null reduziert werden, da der Fluss des Permanentmagneten dann durch das Rotorjoch kurzgeschlossen wird. Der Permanentmagnet bewirkt im Nennbetrieb eine magnetische Entlastung des Rotorjochs, da er einen Teil des Luftspaltflusses daran vorbeiführt. Durch die geringere Sättigung und die unbeeinträchtigte Anisotropie kann dann eine höhere Leistungsfähigkeit erreicht werden [65, 67, 68]. Durch diese Topologie wird allerdings das verfügbare Wickelfenster der Rotorwicklung im Vergleich zu rein fremderregten Synchronmaschinen reduziert.

Erzeugung einer magnetischen Asymmetrie

Das bei den oben behandelten Varianten häufig auftretende Problem der verringerten Anisotropie resultiert aus den unterschiedlichen Positionen der r-Achsen der beiden eingesetzten Grundtypen. Verdreht man die Grundtypen derart, dass die r-Achsen übereinstimmen, wird das geschilderte Problem umgangen und gleichzeitig eine magnetische Asymmetrie eingeführt. Zwei auf diese Weise

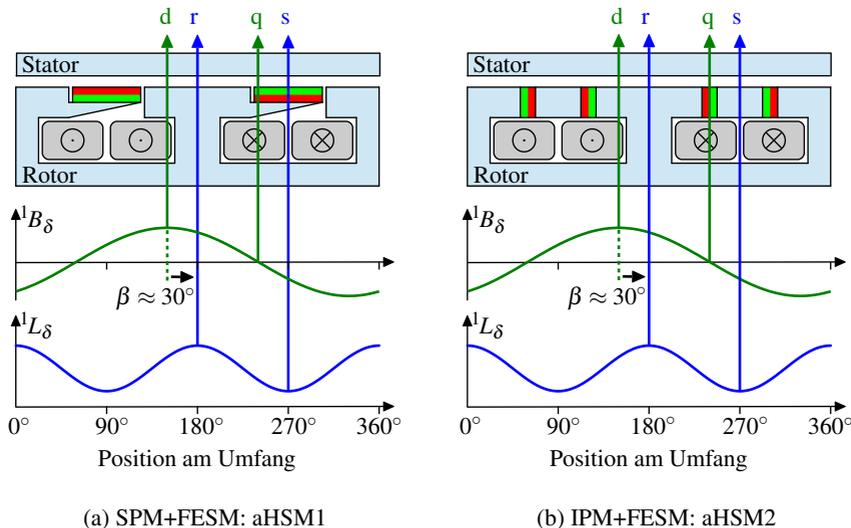


Abbildung 3.7: Kombinationen von zwei Grundtypen unterschiedlicher Erregungsart, um mittels geometrischer Asymmetrie eine magnetisch asymmetrische Synchronmaschine zu erzeugen. Die elektromagnetische Funktionsweise wird anhand von Abbildung 3.8 deutlich.

erzeugte Ausführungsformen sind in Abbildung 3.7 dargestellt. Bei beiden befindet sich der permanentmagneterregte Teil an derselben Stelle wie in Abbildung 3.1, während der FESM-Teil um 90° verschoben ist. Gemäß der obigen Klassifikation entsprechen diese Beispiele parallelen hybriderregten Maschinen mit gleichförmigen Polen.

In Abbildung 3.7(a) ist die Kombination SPM+FESM gezeigt, die im Weiteren als aHSM1 (magnetisch asymmetrische HSM) bezeichnet wird. Unterhalb der Permanentmagnete sind analog zur aPMSM in Abbildung 3.5(a) Sockel vorgesehen, die den Permanentmagnetfluss zum jeweils linken Schenkelpol leiten. Durch die dreieckige Formgebung entsteht eine geometrische Asymmetrie. Die aHSM2 genannte Kombination der Grundtypen IPM+FESM ist in Abbildung 3.7(b) zu sehen. Diese Variante ist im gegebenen Beispiel geometrisch symmetrisch ausgeführt.

Der qualitative Verlauf der Grundwellen von Flussdichte und Induktivität unterscheidet sich zwischen den beiden gegebenen Ausführungsformen bei Nennerregung und unter Vernachlässigung parasitärer Effekte nicht voneinan-

der. Durch die Permanentmagnete wird die d-Achse von der r-Achse in den Bereich $0^\circ < \beta < 90^\circ$ verschoben. Dabei entscheiden die Geometrie und die Flussdichten der unterschiedlichen Feldquellen über den exakten Wert von β . Obwohl gemäß Abschnitt 2.4 ein Winkel von $\beta \approx 60^\circ$ ideal wäre, erreichen die gezeigten Geometrien lediglich $\beta \approx 30^\circ$. Für einen größeren Asymmetriewinkel müsste die Breite der permanentmagneteten Pole gesteigert und die der fremderregten Pole reduziert werden. Dadurch entsteht allerdings ein Mehrbedarf an Permanentmagneten. Da der Durchflutungsbedarf jedoch nicht sinkt, kann die elektrische Erregung nicht reduziert werden.

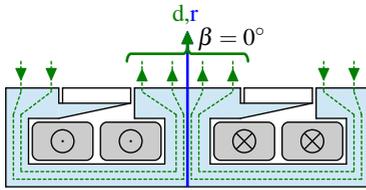
Die Unterschiede zwischen den beiden gezeigten Ausführungsformen treten erst zu Tage, wenn der Weg des magnetischen Flusses innerhalb des Rotors für verschiedene Erregungszustände analysiert wird. Hier sind vier Fälle zu unterscheiden, die in Abbildung 3.8 aufgeführt sind.

In den Abbildungen 3.8(a) und 3.8(b) ist der magnetische Flussverlauf im Rotor bei unbestromtem Stator dargestellt, wenn die Permanentmagnete weggelassen werden und nur der fremderregte Teil betrachtet wird. Der aus der r-Achse austretende Fluss wird in beiden Fällen zu gleichen Teilen in beiden Rotorjochhälften geführt.

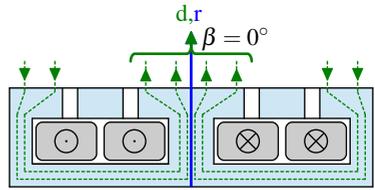
Die Flussverläufe unterscheiden sich jedoch, wenn wie in den Abbildungen 3.8(c) und 3.8(d) nur der Weg des permanentmagnetisch erregten Flusses betrachtet wird. Bei der aHSM1 wird der Permanentmagnetfluss durch das Rotorjoch geführt, wobei die r-Achse in negativer Richtung durchflossen wird. Bei der aHSM2 verläuft der Fluss in Luftspaltnähe zwischen den Polen, das Rotorjoch selbst ist flussfrei.

Dies hat signifikante Auswirkungen auf den in den Abbildungen 3.8(e) und 3.8(f) gezeigten Betrieb mit Nennerregung, bei der sowohl der Fluss der Permanentmagnete als auch der positiv bestromten Rotorwicklung betrachtet werden: Der in die negative r-Richtung fließende Permanentmagnetfluss der aHSM1 kompensiert im Rotorjoch teilweise den durch die Rotorwicklung hervorgerufenen Fluss. Bei der aHSM2 kommt es lediglich an der Rotoroberfläche zu einer Überlagerung der Flussanteile, das Rotorjoch selbst erfährt keine Auswirkungen. Dadurch ist der Fluss im Rotorjoch der aHSM1 deutlich geringer. Dies lässt eine bessere Leistungscharakteristik der aHSM1 erwarten, da aufgrund der geringeren Flussdichte im Rotorjoch die Sättigung in der Praxis geringer ausfällt.

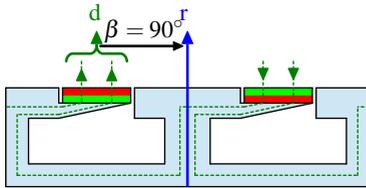
Der Vorteil der aHSM2 wird deutlich, wenn auch negative Erregerströme berücksichtigt werden. Dieser Fall ist in den Abbildungen 3.8(g) und 3.8(h) dargestellt. In dieser Betriebsart kehrt sich die Polarität der fremderregten Pole um, wodurch der Asymmetriewinkel $\beta \approx 150^\circ \equiv -30^\circ$ beträgt. Gemäß Glei-



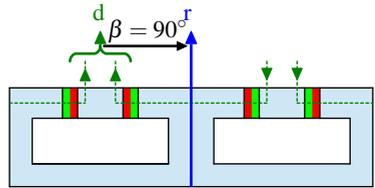
(a) aHSM1: nur Fremderregung aktiv



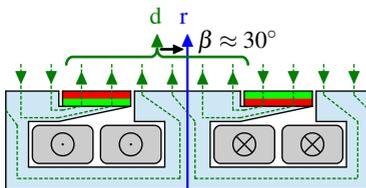
(b) aHSM2: nur Fremderregung aktiv



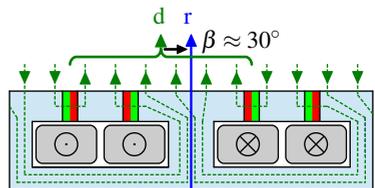
(c) aHSM1: nur Permanentmagnete aktiv



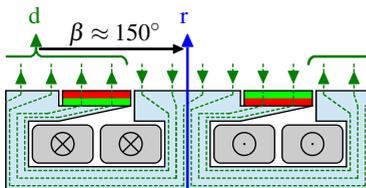
(d) aHSM2: nur Permanentmagnete aktiv



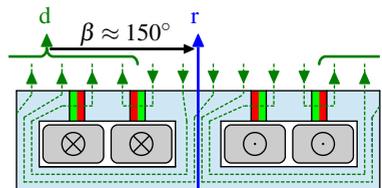
(e) aHSM1: Fremderregung und Permanentmagnete aktiv (Erregerstrom positiv)



(f) aHSM2: Fremderregung und Permanentmagnete aktiv (Erregerstrom positiv)



(g) aHSM1: Fremderregung und Permanentmagnete aktiv (Erregerstrom negativ)



(h) aHSM2: Fremderregung und Permanentmagnete aktiv (Erregerstrom negativ)

Abbildung 3.8: Verlauf der Feldlinien bei verschiedenen Erregungszuständen der Varianten aHSM1 (links) und aHSM2 (rechts)

chung (2.68) erreichen die Maschinen dann das betraglich größte Drehmoment im generatorischen Bereich. Bei der aHSM1 überlagern sich die Flussdichten des Permanentmagneten und der elektrischen Erregung im Rotorjoch, wodurch die Flussdichte in diesem Fall deutlich größere Werte annimmt und in der Praxis Leistungseinbußen zu erwarten sind. Der magnetische Zustand der geometrisch symmetrischen aHSM2 ist im Vergleich zu Abbildung 3.8(f) jedoch gespiegelt, wodurch die Flussdichten unverändert bleiben.

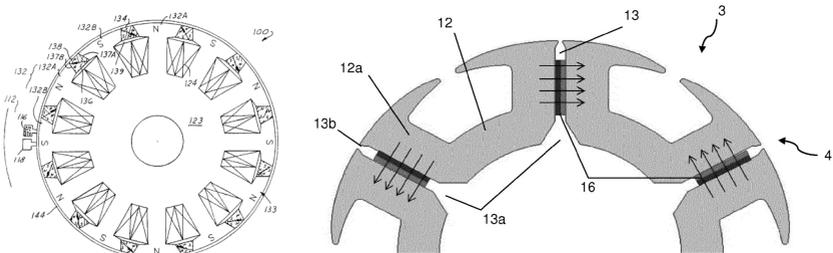
Die aHSM2-Geometrie ist damit in der Lage, sowohl im motorischen Betrieb mit $\beta \approx 30^\circ$ als auch im generatorischen Betrieb mit $\beta \approx -30^\circ$ denselben magnetischen Zustand und damit dieselbe Charakteristik zu erreichen. Der Nachteil des betraglich kleineren Drehmoments im generatorischen Betrieb wird damit nicht nur vermieden – der Vorteil der magnetischen Asymmetrie steht sogar in allen Betriebsbereichen zur Verfügung.

Die magnetischen Unterschiede der beiden diskutierten Varianten rühren nicht von den Grundtypen selbst her, sondern sind das Resultat der geometrischen Symmetrie. Durch Verkleinern oder Weglassen eines der beiden zu einem Pol der aHSM2 gehörenden Magnete kann dasselbe magnetische Verhalten wie bei der aHSM1 erzielt werden. Umgekehrt kann bei der aHSM1 durch gleichmäßiges Aufteilen des Permanentmagnetflusses auf beide Schenkel das magnetische Verhalten der aHSM2 erreicht werden.

Literaturüberblick über magnetisch asymmetrische Maschinen

Hybriderregte magnetisch asymmetrische Maschinen sind an einigen Stellen in der Literatur zu finden. Liang et al. [69] haben die in Abbildung 3.9(a) gezeigte Rotorgeometrie einer Lichtmaschine beschrieben, die magnetisch der aHSM1 entspricht. Als Vorteil wird unter anderem die durch die Permanentmagnete und durch die reduzierte Rotorsättigung vergrößerte Luftspaltflussdichte genannt, die zu einer Leistungssteigerung führt. Auf die gezielte Ausnutzung der magnetischen Asymmetrie wird jedoch nicht eingegangen.

Zur Vergrößerung des Leistungsfaktors von fremderregten Synchronmaschinen und die damit einhergehende Reduktion der Strombelastung des Rotors untersuchten Mathoy [70] und Illiano [3, 71] verschiedene Modifikationen am Rotor. In [71] ist die in Abbildung 3.9(b) gegebene Variante beschrieben, bei der tangential magnetisierte Permanentmagnete in radialen Schlitzen der Schenkelpole eingebracht sind. Diese Geometrie entspricht magnetisch der Variante aHSM2. Scridon untersucht in [72] eine ähnliche Geometrie, die geometrisch stärker an die IPM-Geometrie angelehnt ist. Der Einsatzzweck ist hier der Antrieb im Hybridfahrzeug, wobei ein breiter Konstantleistungsbereich erreicht werden soll.



(a) [69], US 6 548 931 B2

(b) [71], EP 2 991 194 A1

Abbildung 3.9: Beispiele magnetisch asymmetrischer hybriderregter Synchronmaschinen aus der Literatur

3.3 Zwischenfazit

In diesem Kapitel wurden drei grundsätzliche Möglichkeiten untersucht, die magnetische Asymmetrie baulich zu realisieren. Es konnte gezeigt werden, dass die axiale Anordnung verschiedener Teilrotoren auf einer gemeinsamen Welle zwar zu magnetischer Asymmetrie führt, jedoch keine Vorteile hinsichtlich der Leistungsfähigkeit resultieren.

Vielversprechender scheint dagegen, die Asymmetrie innerhalb des zweidimensionalen Rotorschnitts durch Einbringen von Oberflächenmagneten in REL- oder IPM-Geometrien zu erzeugen. Dadurch entsteht ein einteiliger, geometrisch und magnetisch asymmetrischer Rotor mit einfacher Erregung durch Permanentmagnete.

Durch Verwenden einer hybriden Erregung ist es ebenfalls möglich, einteilige magnetisch asymmetrische Rotoren zu erzeugen. Im Gegensatz zur rein permanentmagneterregten Variante besteht dann der Vorteil, dass bei entsprechender geometrischer Ausführung die magnetische Asymmetrie im Betrieb umgekehrt und dadurch der Nachteil des geringeren generatorischen Drehmoments vermieden werden kann. Wird diese Eigenschaft nicht benötigt, ist es möglich, den Rotor geometrisch asymmetrisch auszuführen, wodurch eine weitere Drehmomentsteigerung durch Reduktion der magnetischen Sättigung möglich scheint.

4

Numerische Simulation

Das Ziel dieses Kapitels ist es, die in Kapitel 3 identifizierten Möglichkeiten zur Realisierung eines magnetisch asymmetrischen Rotors auf ihre elektromagnetischen Eigenschaften und das daraus resultierende Betriebsverhalten und den Wirkungsgrad hin zu untersuchen. Für jede Variante wird eine Beispielgeometrie rechnergestützt entwickelt und untersucht. Zur Bewertung werden diese Geometrien mit ihren magnetisch symmetrischen Pendanten verglichen.

Der erste Abschnitt behandelt die dafür notwendigen Voraussetzungen. Neben dem Vorgehen bei der Auslegung werden die verwendeten Softwarewerkzeuge vorgestellt, die zum Teil eigens für diesen Zweck entwickelt wurden.

Um die Vergleichbarkeit der verschiedenen Geometrien zu gewährleisten, werden für alle Maschinen sowohl der gleiche Stator als auch die gleichen elektromagnetischen Auslegungsgrößen und Materialien für den Rotor verwendet. Diese werden im Detail zu Beginn des zweiten Abschnitts beschrieben und finden auch bei den Prototypen in Kapitel 5 Anwendung.

Im dritten Teil dieses Unterabschnitts werden die einzelnen Geometrien untersucht und miteinander verglichen. Dazu werden einerseits die elektromagnetischen Eigenschaften zur Bewertung herangezogen, andererseits werden die Wirkungsgradkennfelder qualitativ und quantitativ diskutiert.

Die in diesem Kapitel durchgeführten Analysen berücksichtigen insbesondere das Sättigungsverhalten von Elektroblech sowie Verluste durch den ohmschen Widerstand der Stator- und ggf. der Rotorwicklungen. Weiterhin werden durch die Softwaretools in einfacher Form Eisen- und Reibungsverluste sowie Oberwelleneffekte berücksichtigt.

4.1 Rechnergestützter Maschinenentwurf

Spätestens wenn nichtlineare Effekte wie die Sättigung von Elektroblech berücksichtigt und sich ständig wiederholende Rechenschritte durchgeführt werden sollen, ist die Verwendung von Softwaretools unausweichlich. Das Mittel der Wahl stellt die Finite-Elemente-Methode (FEM) dar, die mittlerweile aus der Forschung, Entwicklung und Lehre nicht mehr wegzudenken ist. Ihre Grundlagen und Anwendungen sind in zahlreichen Standardwerken zu Elektromotoren [29, 73] und Fachbüchern zur Maschinenberechnung [74, 75] beschrieben.

Da es sich bei den in dieser Arbeit betrachteten Elektromotoren um Radialflussmaschinen handelt, deren Geometrie sich in axialer Richtung nicht ändert, wird das FEM-Programm Flux in der 2D-Variante eingesetzt [D3]. Damit werden zwei Aufgaben erledigt: Jede der zu untersuchenden Geometrien wird zunächst so entworfen und optimiert, dass zum einen die Vergleichbarkeit gegeben ist und zum anderen parasitäre Effekte wie etwa der Drehmomentrippel minimiert werden. Die zweite Aufgabe liegt in der Berechnung des Wirkungsgradkennfeldes durch eine eigens entwickelte Toolkette, welches zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit und Betriebseigenschaften herangezogen wird.

4.1.1 Vorgehen bei der Auslegung

FEM-Software kann zur Auslegung und Optimierung von elektrischen Maschinen auf vielfältige Weise genutzt werden. Unterschiede bestehen im Rechenaufwand, der Dimension des Parameterraums, im Grad der Automatisierung und der Konvexität der Zielfunktion. Neben Parameterstudien [S6] können numerische Optimierungsverfahren eingesetzt werden, die von einfachen Gradienten- und Abstiegsverfahren [S3, S7] bis hin zu komplexen Varianten reichen, bei denen zusätzlich auf analytische Software zurückgegriffen wird [E1, 76].

Die in dieser Arbeit betrachteten Maschinengeometrien verwenden alle denselben Stator. Ferner sind elektromagnetische und fertigungstechnische Randbedingungen für das Rotordesign gegeben, die im folgenden Abschnitt näher behandelt werden. Dadurch reduziert sich die Dimension des Optimierungsproblems im Vergleich zu einem vollständigen Neuentwurf erheblich. Die Optimierungsarbeiten im Kontext dieser Arbeit bestehen daher aus einfachen Parameterstudien über wenige Parameter. Die durchgeführten Optimierungen werden bei der Besprechung der einzelnen Geometrien näher erläutert.

4.1.2 Toolkette zur Wirkungsgradberechnung

Die in diesem Kapitel diskutierten Maschinenentwürfe werden unter anderem mithilfe ihrer Wirkungsgradkennfelder bewertet. Zu ihrer Berechnung ist eine Abfolge von Rechenschritten mit unterschiedlichen Software-Tools notwendig, die mit einer in dieser Arbeit entstandenen Toolkette abgearbeitet werden [E2, S1, S3]. Die Toolkette ist in der Lage, alle Varianten von dreiphasigen Drehfeldmaschinen zu verarbeiten.

Die Struktur der Toolkette ist in Abbildung 4.1 gegeben. Die einzelnen Programmteile werden von einem überlagerten Programm gesteuert, das in Matlab [D1] implementiert ist. Nach der Eingabe verschiedener Maschinendaten durch den Benutzer wird die Maschine durch die FEM-Software berechnet, wobei unter anderem Informationen zum elektromagnetischen Verhalten gewonnen werden. Diese Informationen werden im zweiten Schritt so aufgearbeitet, dass ein numerischer Optimierungsalgorithmus im dritten Schritt die wirkungsgradoptimale Ansteuerung verschiedener Lastpunkte zeiteffizient berechnen kann. Daraus wird im letzten Schritt das Wirkungsgradkennfeld berechnet.

FEM-Berechnung

Das Hauptziel dieses Schrittes ist die Bestimmung der Flussverkettungs- und Eisenverlustkennfelder der Maschine in Abhängigkeit ihrer Ansteuerung, die etwa für die Berechnung der Klemmenspannung, des Drehmoments und der Verluste benötigt werden. Bei Synchronmaschinen wird die Flussverkettung in Abhängigkeit des Statorstrombetrags i und des Vorsteuerwinkels γ und im Falle

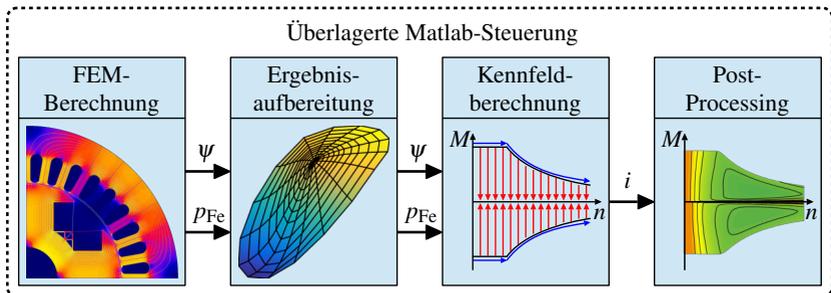


Abbildung 4.1: Strukturbild der Toolkette zur Wirkungsgradberechnung

elektrisch erregter Synchronmaschinen zusätzlich in Abhängigkeit des Rotorstroms i_f berechnet.

In einem ersten Schritt werden aus dem Vektorpotential in den Stator- und Rotorloten die Stranggrößen der Flussverkettung berechnet. Nach Transformation in das rotorfeste Bezugssystem resultieren die gesuchten Flussverkettungskomponenten $\psi_x(i, \gamma_f)$ mit $x \in \{r, s, f\}$ [S3]. Um den Einfluss der Rotorposition zu eliminieren, wird der Rotor in der Simulation um eine Zonenbreite gedreht und das Ergebnis gemittelt.

Die Eisenverluste werden in der Toolkette mit dem Bertotti-Ansatz modelliert, der durch die FEM-Software unterstützt wird [D4]. Für jeden Lastpunkt können die Eisenverluste P_{Fe} im Maschinenteil M mit der Gleichung

$$\begin{aligned}
 P_{Fe,M}(i, \gamma_f, i_f, f_M) &= P_{Hy,M}(i, \gamma_f, i_f, f_M) + P_{Wi,M}(i, \gamma_f, i_f, f_M) + P_{Exc,M}(i, \gamma_f, i_f, f_M) \\
 &= c_{Hy,M} \cdot p_{Hy,M}(i, \gamma_f, i_f) \cdot f_M \\
 &\quad + c_{Wi,M} \cdot p_{Wi,M}(i, \gamma_f, i_f) \cdot f_M^2 \\
 &\quad + c_{Exc,M} \cdot p_{Exc,M}(i, \gamma_f, i_f) \cdot f_M^{1,5}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

aufgetrennt nach Hystereseverlusten (Hy), Wirbelstromverlusten (Wi) und Excessverlusten (Exc) dargestellt werden. Dabei stellen die Koeffizienten $c_{x,M}$ mit $x \in \{Hy, Wi, Exc\}$ als konstant angenommene materialspezifische Koeffizienten dar, i_f den Erregerstrom und f_M die Frequenz des Magnetfeldes im betrachteten Maschinenteil. Es wird weiter angenommen, dass die Eisenverluste keinen direkten Einfluss auf das elektromagnetische Verhalten der Maschine haben, wodurch sie separat im Anschluss an die FEM-Rechnung berechnet werden können. Dadurch ist es möglich, die spezifischen Eisenverluste p_x zu separieren und unabhängig von der Frequenz bzw. Rotordrehzahl zu berechnen. Sie können daher ebenfalls als Kennfelder in Abhängigkeit des Stator- und Rotorstroms aus dem FEM-Programm extrahiert und bei der Berechnung des Wirkungsgradkennfelds berücksichtigt werden.

Durch die grobe Wahl der Rotorpositionen und dem nicht vollständigen Durchlaufen einer elektrischen Periode wird bei der Eisenverlustberechnung ein Fehler eingeführt. Um diesen zu minimieren werden einige Ansteuerpunkte detailliert nachgerechnet und zur Korrektur der übrigen Punkte herangezogen.

Ergebnisaufbereitung

Im Schritt der Ergebnisaufbereitung werden die von der FEM-Software gelieferten Rohdaten der Flussverkettung und Eisenverluste in ein analytisches Modell

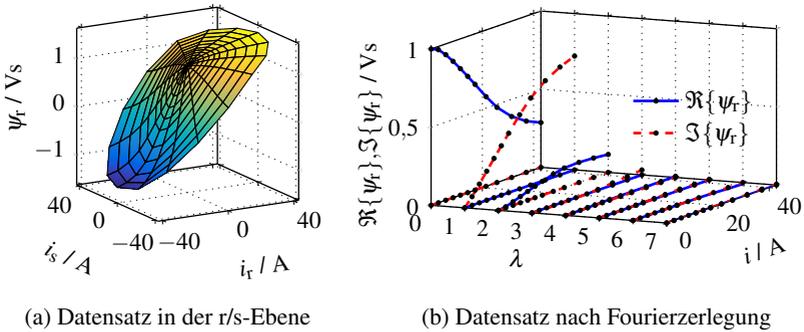


Abbildung 4.2: Unterschiedliche Darstellungsweisen desselben Datensatzes

überführt. Das Modell beruht auf der Fourierzerlegung periodischer Funktionen und Polynomfitting. Die Funktionsweise kann anschaulich anhand der Flussverkettung in r -Richtung einer fremderregten Synchronmaschine bei Nennerregung erklärt werden, die in Abbildung 4.2(a) für eine Beispielmachine dargestellt ist. Die Voraussetzung für das Verfahren ist die Vorgabe der Statorstromkomponenten in Polarkoordinaten, d.h. von Vektoren für den Statorstrombetrag i und den Vorsteuerwinkel γ . Die Stützstellen liegen damit in der r/s -Ebene auf konzentrischen Kreisen, die im gezeigten Beispiel an den Schnittpunkten der schwarzen Linien liegen. Während die Vorgabe der Stromwerte beliebig erfolgen kann, sollten die Winkelwerte äquidistant sein und $2^{\Lambda+1}$ Werte mit $\Lambda \in \mathbb{N}$ umfassen. In Abbildung 4.2(b) ist die Fourierzerlegung der Flussverkettung gegeben, die für jeden einzelnen Strombetrag über dem Vorsteuerwinkel erfolgt ist. Die resultierenden Real- und Imaginärteile der einzelnen Harmonischen λ werden durch schwarze Punkte repräsentiert. Die Werte der Realteile sind für die verschiedenen Strombeträge mit durchgezogenen blauen Linien und die der Imaginärteile mit gestrichelten roten Linien verbunden.

Für jede einzelne der 2^{Λ} Harmonischen werden im nächsten Schritt Polynome des Grades N gefittet, die den Real- und Imaginärteil der Flussverkettung der entsprechenden Harmonischen in Abhängigkeit des Strombetrags beschreiben. Bei fremderregten Maschinen wird die gesamte Prozedur für jeden der F berechneten Erregerstromwerte wiederholt.

Auf diese Weise entstehen zwei Koeffiziententensoren $c_{\text{Re}}(\lambda, n, i_f)$ und $c_{\text{Im}}(\lambda, n, i_f)$ der Größe $2^{\Lambda} \times (N+1) \times F$, die für die verschiedenen Erregerströme i_f und Harmonischen λ die jeweiligen Polynomkoeffizienten n enthalten. Aus

ihnen können die Flussverkettung bzw. Eisenverluste für beliebige Werte innerhalb der berechneten Stromgrenzen rekonstruiert werden:

$$\psi_r(i, \gamma_r, i_f) = \sum_{\lambda=0}^{2^\Lambda-1} \left[\left(\sum_{n=0}^N c_{\text{Re}}(\lambda, n, i_f) \cdot i^n \right) \cdot \sin(\lambda \cdot \gamma_r) + \left(\sum_{n=0}^N c_{\text{Im}}(\lambda, n, i_f) \cdot i^n \right) \cdot \cos(\lambda \cdot \gamma_r) \right] \quad (4.2)$$

Bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen erfolgt die Berechnung direkt und ohne Berücksichtigung des Erregerstroms. Bei fremderregten Synchronmaschinen wird für jede der in der FEM berücksichtigte Erregerstrom-Stützstelle diese Berechnung durchgeführt und über eine anschließende eindimensionale Spline-Interpolation der gewünschte Erregerstromwert berücksichtigt.

Im Vergleich zur zweidimensionalen bzw. dreidimensionalen Interpolation bei permanent- bzw. fremderregten Synchronmaschinen erfolgt die Kennfeldberechnung um eine bis zwei Größenordnungen schneller. Für die in dieser Arbeit im Detail untersuchten Motormodelle ergeben sich durch das verwendete Modell mit $\Lambda = 3$ und $N = 8$ an den Stützstellen Fehler in den Flussverkettungskomponenten von weniger als 1 % und im Drehmoment von weniger als 0,2 % bezogen auf die Nennwerte.

Kennfeldberechnung

Bei der Kennfeldberechnung wird die wirkungsgradoptimale Ansteuerung verschiedener Lastpunkte der Maschine berechnet, die durch die Rotordrehzahl n und das Wellendrehmoment M_{mech} definiert sind. Aus den so gefundenen Stromwerten können im Post-Processing alle weiteren Daten abhängig von den Lastpunkten berechnet werden.

Die Kennfeldberechnung ist in zwei Teile unterteilt, die im entsprechenden Block in Abbildung 4.1 verschiedenfarbig dargestellt sind. Zunächst wird für jede Drehzahl eines gegebenen Drehzahlvektors das maximale bzw. minimale erreichbare Drehmoment unter Einhaltung der Strom- und Spannungsnebenbedingung durch numerische Optimierung berechnet (blaue Pfeile). Zur schnelleren Berechnung wird die Drehzahl iterativ erhöht und die Ergebnisse der Vorgängerdrehzahl als Startwerte für die aktuelle Drehzahl verwendet.

Im zweiten Teil (rote Pfeile) werden für die einzelnen Drehzahlen die wirkungsgradoptimalen Ansteuerströme an verschiedene Lastpunkte berechnet, die in

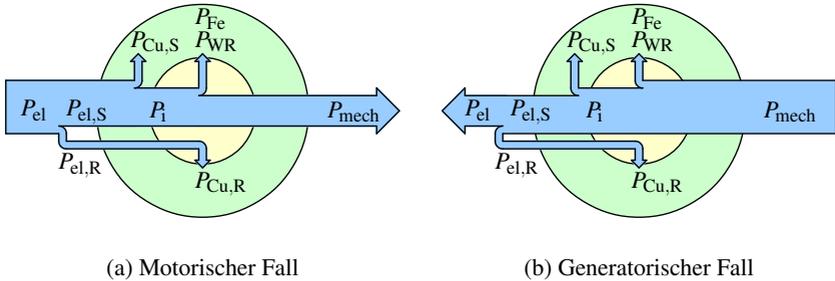


Abbildung 4.3: Bei der Wirkungsgradberechnung verwendetes Verlustmodell

Abhängigkeit des jeweiligen maximalen Drehmoments durch einen normierten Drehmomentvektor vorgegeben werden. Auch hier wird mit der bereits bekannten Ansteuerung bei maximalem Drehmoment begonnen und schrittweise der Drehmomentbetrag reduziert. Da die einzelnen Drehzahlen unabhängig voneinander abgearbeitet werden können, wird dieser Teil parallel auf mehreren Prozessorkernen bearbeitet. Um die Robustheit des Optimierungsalgorithmus zu erhöhen, können die Startwerte zusätzlich variiert werden.

In beiden Teilen bilden die Komponenten des Stator- und ggf. des Rotorstroms den Parametervektor, den der Optimierungsalgorithmus bei der Suche nach dem Optimum variiert. Durch Festlegen von Randbedingungen wird das Einhalten der Stromgrenze sichergestellt. Die Statorspannungsgrenze wird durch eine Nebenbedingungsgleichung formuliert, wobei die stationäre Statorspannung aus dem ohmschen Spannungsabfall und der rotatorischen Spannung entsprechend Gleichung (2.1) besteht. Bei letzterer wird zusätzlich der in der FEM vernachlässigte Einfluss der Wickelkopfinduktivität L_{Wk} durch die analytische Gleichung

$$L_{Wk} = 2\mu_0 l_{Wk} \lambda_{Wk} \cdot \frac{w^2}{p^2} \quad (4.3)$$

mit der magnetischen Feldkonstanten μ_0 , der Drahtlänge im Wickelkopf l_{Wk} und der Windungszahl w miteinbezogen, wobei $\lambda_{Wk} = 0,3$ gesetzt wird [29]. Für den Erregerkreis wird nur eine Stromgrenze verwendet, da hier keine rotatorische Spannung auftreten und dynamische Effekte vernachlässigt werden.

Das bei der Kennfeldberechnung und im Post-Processing verwendete Verlustmodell ist in Abbildung 4.3 für den motorischen und generatorischen Fall zu sehen. Darin bezeichnen P_{Cu} die Kupferverlustleistung, P_{mech} die mechanische Leistung, P_{WR} die Luft- und Reibungsverluste und P_1 die innere Leistung.

Die Eisenverluste werden aus den FEM-Ergebnissen gemäß Gleichung (4.1) bestimmt. Die Kupferverluste im Stator und Rotor berechnen sich mit dem Rotorwiderstand R_R gemäß

$$P_{\text{Cu,S}} = \frac{3}{2} R_S i^2 \quad (4.4)$$

$$P_{\text{Cu,R}} = R_R i_f^2. \quad (4.5)$$

Die Verluste durch Lager-, Luft- und Bürstenreibung werden durch die empirische Gleichung

$$P_{\text{WR}} = P_{\text{WR,B}} \cdot \left(\frac{n}{n_{\text{WR,B}}} \right)^{\lambda_{\text{WR}}} \quad (4.6)$$

mit den Koeffizienten $P_{\text{WR,B}}$, $n_{\text{WR,B}}$ und λ_{WR} vereinfachend zusammengefasst [8]. Für die übertragenen Leistungen gilt sowohl im motorischen als auch im generatorischen Fall mit der Rotorspannung u_f :

$$P_{\text{el,S}} = \frac{3}{2} \cdot (u_f i_f + u_s i_s) \quad (4.7)$$

$$P_{\text{el,R}} = u_f i_f \quad (4.8)$$

$$P_{\text{el}} = P_{\text{el,S}} + P_{\text{el,R}} \quad (4.9)$$

$$P_i = M_i \omega_{\text{mech}} \quad (4.10)$$

$$P_{\text{mech}} = M_{\text{mech}} \omega_{\text{mech}} \quad (4.11)$$

Die Eisenverluste des Rotors und des Stators werden hierbei als mechanische Verlustleistung betrachtet. Somit unterscheidet sich Gleichung (4.11) von Gleichung (2.5), bei der die mechanische Leistung direkt aus dem inneren Drehmoment berechnet wird.

Post-Processing

Aus den für die verschiedenen Lastpunkte berechneten Stator- und Rotorströmen werden im Post-Processing alle zur Bewertung der Maschine relevanten Größen berechnet und grafisch dargestellt. Dabei stellt das Wirkungsgradkenn-

feld die wichtigste Bewertungsgrundlage dar. Der Wirkungsgrad η berechnet sich abhängig vom Wellendrehmoment zu [E8]:

$$\eta(M_{\text{mech}} \geq 0) = \frac{P_{\text{mech}}}{P_{\text{el}}} \quad (4.12)$$

$$\eta(M_{\text{mech}} < 0) = \frac{P_{\text{el}}}{P_{\text{mech}}} \quad (4.13)$$

4.2 Gemeinsame Rahmenbedingungen

Um die Vergleichbarkeit der unterschiedlichen Rotorgeometrien zu gewährleisten und den Optimierungsprozess zu vereinfachen, werden möglichst viele Freiheitsgrade durch feste Wertvorgabe eliminiert. Aus diesem Grund wird für alle Konzepte in der Simulation derselbe Stator verwendet, der auch beim Prototypenbau eingesetzt wird. Auch die grundlegenden Rotorgrößen werden einheitlich gewählt.

4.2.1 Stator

Die eingesetzten Motoren stammen von Asynchronmaschinen für Industrieanwendungen zum Betrieb am 50 Hz-Netz. Sie sind vierpolig und mit einer Achshöhe von 132 mm bei kurzer Baulänge ausgeführt. Das ungeschrägte Blechpaket der Sorte M660-50D verfügt über 36 Nuten, wodurch sich eine Lochzahl von 3 ergibt. Die Wicklung ist im Stern verschaltet, wobei der Sternpunkt nicht an der Spannungsquelle angeschlossen ist.

In Tabelle 4.1 sind weitere für die Auslegung relevante Daten gegeben. Die Werte für den Nennstrom und die Nennspannung sind dem Typenschild entnommen und werden beibehalten. Der Strangwiderstand stammt aus der in Unterabschnitt 6.2.1 beschriebenen Messung, die bereits im Vorfeld durchgeführt werden konnte.

Größe	Wert	Größe	Nennwert
Statorbohrung D_i	110 mm	Nennstrom I_N	10,1 A
Eisenlänge l_{Fe}	160 mm	Nennspannung $U_{\text{LL,N}}$	400 V
Windungszahl	138	Statorwiderstand $R_{\text{S},20^\circ\text{C}}$	0,935 Ω

Tabelle 4.1: Daten des Stators

Das FEM-Modell basiert auf detaillierten technischen Zeichnungen und Materialdaten des Herstellers. Aus ihnen sind die Statorgeometrie, die Magnetisierungskennlinie des Eisens und die Verlustkoeffizienten nach Gleichung (4.1) abgeleitet. Anhang A.4.1 listet die wichtigsten Daten auf.

Die Stator- und Rotortemperatur ist bei allen Simulationen auf 60 °C gesetzt. Diese Temperatur entspricht in etwa der sich langfristig einstellenden Temperatur bei den Messungen des Wirkungsgradkennfelds in Unterabschnitt 6.6.1, bei der sich Voll- und Teillastbetrieb und Leerlaufphasen abwechseln. Dadurch werden wenige Kühl- und Heizphasen benötigt, wodurch die Messungen mit vergleichsweise geringem Zeitaufwand durchgeführt werden können. Die Umrechnung des elektrischen Widerstands auf andere Temperaturen ϑ geschieht allgemein mittels

$$R(\vartheta) = R_{20^\circ\text{C}} \cdot (1 + \alpha_{\text{Cu}} \cdot (\vartheta - 20\text{K}))^{-1}, \quad (4.14)$$

wobei für Kupfer $\alpha_{\text{Cu}} = 0,392\%/K$ gilt [29].

4.2.2 Rotor

Durch die Vorgabe des Stators sind die Polpaarzahl und die maximalen Dimensionen des Rotors bereits definiert. Weiterhin wird ein Luftspalt von $\delta = 1\text{ mm}$ festgelegt und der Wellendurchmesser der ursprünglichen Asynchronmaschine wird beibehalten. Die Rotoren werden weder geschrägt noch gestaffelt ausgeführt. Die Bemaßung der in Kapitel 6 untersuchten Geometrien sind im Anhang A.4.2 gegeben.

Bei der FEM-Simulation wird ein generischer Magnet mit einer temperaturabhängigen Remanenzflussdichte B_{rem} von 1,2 T und einer relativen Permeabilität μ_r von 1,05 mit linearer Kennlinie gewählt. Da in dieser Untersuchung lediglich qualitative Aussagen getroffen werden sollen, wird auf die Optimierung des Magnetvolumens verzichtet und stets mit einer Magnethöhe h_{PM} von 4 mm für oberflächennahe und mit 3 mm für vergrabene Magneten operiert. Für das Rotorblechpaket wird die Sorte M350-50A gewählt, dessen Magnetisierungskennlinie und Eisenverlustkoeffizienten aus Herstellerdaten stammen. Letztere sind im Anhang A.4.2 aufgeführt.

Bei der Dimensionierung der Erregerwicklung besteht ein Zielkonflikt zwischen den ohmschen Verlusten, der benötigten Querschnittsfläche sowie der benötigten Durchflutung. Die in Tabelle 4.2 gegebenen Wicklungsdaten stammen aus Vorabuntersuchungen und stellen einen guten Kompromiss dar. Sie finden bei allen Maschinen mit Fremderregung in der Auslegung und Berech-

Größe	Nennwert
Nennstrom $I_{R,N}$	13 A
Windungszahl pro Pol w_p	60
Widerstand $R_{R,20^\circ\text{C}}$ bei 20°C	1,039 Ω
Mindestgröße des Wickelfensters $S_{f,\text{min}}$	180 mm ²

Tabelle 4.2: Daten der Erregerwicklung

nung Anwendung. Die Höhe der Rotorverluste bei Nennbetrieb gegenüber der ursprünglichen Asynchronmaschine bleibt durch diese Auslegung unverändert. Die Berechnung der Werte aus Tabelle 4.2 ist im Anhang A.4.3 gegeben.

Die benötigten Schleifringe zur Übertragung des Rotorstroms erzeugen elektrische und Reibungsverluste [77]. Es wird angenommen, dass diese Verluste gegenüber den berücksichtigten Kupferverlusten der Rotorwicklung und den Verlusten durch Luft- und Lagerreibung des Rotors nicht signifikant sind und bleiben in der Simulation unberücksichtigt.

Die durch die Rotordrehung entstehenden Luft- und Lagerreibungsverluste werden durch die Gleichung (4.6) modelliert, wobei die auf Erfahrungswerten basierenden Koeffizienten $P_{WR,B} = 100 \text{ W}$, $n_{WR,B} = 5000 \text{ min}^{-1}$ und $\lambda_{WR} = 2,7$ unabhängig von der Rotorbauform auf alle Maschinen angewendet werden. Die Reibungsverluste beeinflussen daher nicht das relative Ergebnis zwischen den unterschiedlichen Maschinen, vielmehr sorgen sie bei allen Maschinen für eine stärkere Reduktion des Wirkungsgrades im Bereich hoher Drehzahlen.

4.3 Maschinengeometrien

In Kapitel 3 wurden permanentmagneterregte und hybriderregte Rotorbauformen identifiziert, bei denen eine genauere Untersuchung lohnenswert erscheint. In diesem Kapitel werden entsprechende Maschinengeometrien mithilfe der FEM-Analyse entworfen und bewertet. Um ihre Eigenschaften mit denen symmetrischer Maschinen vergleichen und damit die Konzepte beurteilen zu können, wird jeweils eine symmetrische Maschine als Referenz herangezogen.

4.3.1 Magnetisch symmetrische Referenzmaschinen

Die Referenzmaschinen sind derart ausgelegt, dass bei Verwendung des Referenzstators bei Nennstrom ein maximales Drehmoment von ca. 40 Nm erreicht

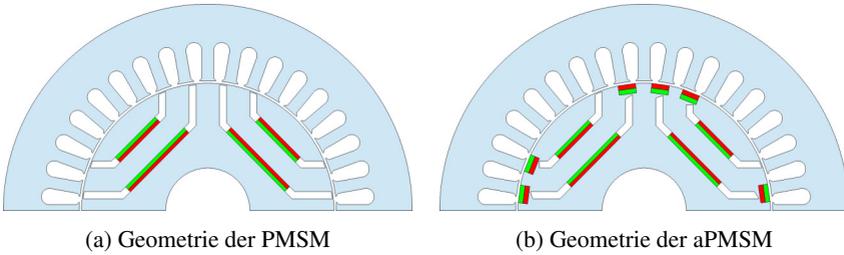


Abbildung 4.4: Geometrien der permanentmagneterregten Varianten

wird. Dies entspricht einer Steigerung von ca. 20 % gegenüber dem der ursprünglichen Asynchronmaschine.

Als permanentmagneterregte Referenzgeometrie (PMSM) wird eine Doppelpolwanne-Struktur verwendet, die in Abbildung 4.4(a) dargestellt ist. Diese Bauform findet breite Anwendung in drehzahlvariablen Antriebssystemen, da sie bei vergleichsweise geringem Permanentmagnetbedarf wegen der ausgeprägten Reluktanzeigenschaft ein hohes Drehmoment und eine vorteilhafte Betriebscharakteristik aufweist. Die Rotorstruktur ist hinsichtlich des Drehmomentrippels optimiert.

Als Referenz für die hybriderregten magnetisch asymmetrischen Maschinen wird eine fremderregte Synchronmaschine (FESM) herangezogen, da sich diese strukturell, in der Betriebscharakteristik und gemessen an den zum Betrieb erforderlichen Baugruppen am stärksten ähneln. Der Maschinenschnitt dieser Maschine ist in Abbildung 4.8(a) gegeben. Die Polform der FESM ist ebenfalls so gestaltet, dass der Drehmomentverlauf möglichst glatt ist.

4.3.2 Magnetisch asymmetrische Permanentmagnetmaschine

Analog zu Abbildung 3.5(a) wird die magnetische Asymmetrie bei der permanentmagneterregten Variante (aPMSM) in Abbildung 4.4(b) durch luftspaltnahe Oberflächenmagnete seitlich der Magnettaschen erzeugt, die der Referenzmaschine aus Abbildung 4.4(a) hinzugefügt werden. Dabei werden lediglich drei der vier möglichen Positionen eines Pols verwendet, da sich in der Nähe der freigelassenen Stelle die resultierende q -Achse befindet. Der Einsatz eines Magneten ist hier wenig wirkungsvoll. Zwischen den Magnettaschen und den Oberflächenmagneten befinden sich spitz zulaufende flussführende Brücken, deren Funktion in Unterabschnitt 3.2.2 erklärt ist. Die Breite der vergrabenen

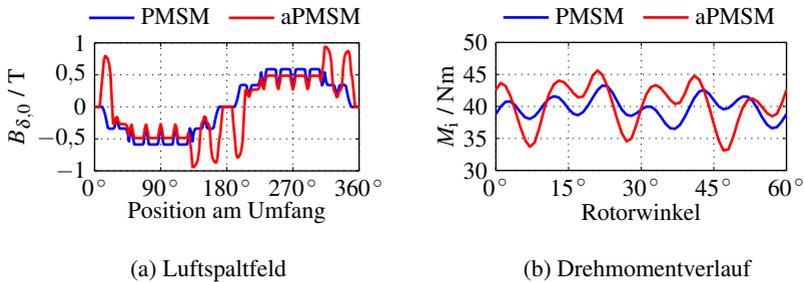


Abbildung 4.5: Verlauf der Leerlauf-Luftspaltflussdichte $B_{\delta,0}$ bei Nennerregung über der Umfangsposition und Drehmomentverlauf im Nennpunkt

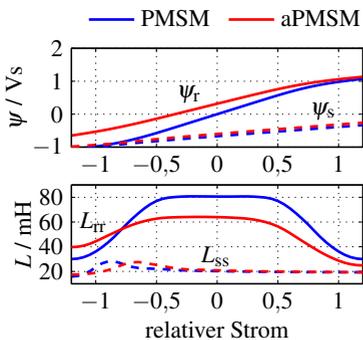
Magnete ist im Vergleich zur Referenzmaschine geringfügig reduziert, sodass die Grundwellen der Luftspaltflussdichte im Leerlauf eine vergleichbare Amplitude aufweisen.

Bei der Auslegung der Oberflächenmagnete muss ein Kompromiss zwischen zwei konkurrierenden Eigenschaften gefunden werden: Sind die Magnete zu schmal ausgeführt, nimmt der lokale Streufluss überhand, wodurch die Magnete praktisch wirkungslos werden. Sind sie zu breit ausgeführt, werden die magnetisch leitfähigen Pfade in r -Richtung eingeschnürt, wodurch der magnetische Widerstand steigt und die Anisotropie sinkt.

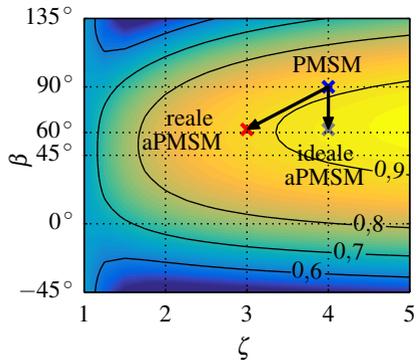
Elektromagnetische Eigenschaften

Mithilfe der FEM-Rechnung können zwei prinzipbedingte Nachteile der aPMSM-Geometrie identifiziert werden. Die in Abbildung 4.5(a) eingezeichneten Luftspaltfelder $B_{\delta,0}$ sind bei unbestromtem Stator und der in Abbildung 4.4 gezeigten Rotorposition berechnet. Es ist zu erkennen, dass die PMSM einen vergleichsweise sinusförmigen Feldverlauf aufweist, der durch die Doppelwanenstruktur begünstigt wird. Bei der aPMSM entstehen durch die punktuelle Verwendung von Oberflächenmagneten jedoch deutliche Verzerrungen. Eine direkte Folge dieser Verzerrungen ist der in Abbildung 4.5(b) gegebene stärker verzerrte Drehmomentverlauf. Bei der PMSM beträgt der Drehmomentrippel 6,8 Nm (17,0 % des Nennmoments), bei der aPMSM steigt er auf 12,5 Nm (31,1 % des Nennmoments).

Der zweite und wesentlich stärker ins Gewicht fallende Effekt kann Abbildung 4.6(a) entnommen werden. In diesem Diagramm sind die Flussverket-



(a) Verläufe von Flussverkettung und Induktivität beider Maschinen



(b) Einordnung in der Parameterebene des maximalen Drehmoments m'_{\max}

Abbildung 4.6: Analyse und Einordnung der permanentmagneterregten Varianten

tungen ψ_r und ψ_s sowie die differentiellen Induktivitäten $L_{tr} = \partial\psi_r/\partial i_r$ und $L_{ss} = \partial\psi_s/\partial i_s$ der beiden Maschinen aufgetragen. Aus Darstellungsgründen ist der Einfluss der jeweiligen Querkomponente des Statorstroms durch Nullsetzen vernachlässigt.

Bei der aPMSM breitet sich ein Teil des Permanentmagnetflusses in r-Richtung aus. Das ist daran zu erkennen, dass $\psi_r(i_r = 0A, i_s = 0A) \neq 0Vs$ ist. Aufgrund der nichtlinearen magnetischen Eigenschaften von Elektroblech tritt dadurch eine Vormagnetisierung von Rotor- und Statorabschnitten in dieser Richtung auf, wodurch die Permeabilität sinkt und die Sättigung früher erreicht wird. Dies ist an der geringeren Steigung der Kurve im Vergleich zur PMSM erkennbar. Dadurch sinkt L_{tr} im Bereich kleiner Strombeträge von 80,6 mH auf 64,0 mH, während L_{ss} geringfügig von 20,3 mH auf 21,0 mH steigt. Die Anisotropie ζ_0 bei unbestromtem Stator verschlechtert sich damit von 3,98 auf 3,05. Weitere Daten sind im Anhang A.4.4 aufgeführt.

Die Lage der beiden Maschinen in der ζ - β -Ebene ist in Abbildung 4.6(b) durch ein blaues bzw. rotes Kreuz markiert. Gleichzeitig sind die Höhenlinien des normierten maximalen Drehmoments für $\psi'_{d,R,\max} = 0,65$ eingezeichnet – ein Wert, den beide Maschinen näherungsweise erreichen. In dieser Darstellung wird deutlich, dass der erhoffte Drehmomentgewinn (graues Kreuz) durch die sättigungsbedingt reduzierte Anisotropie weitgehend verloren geht.

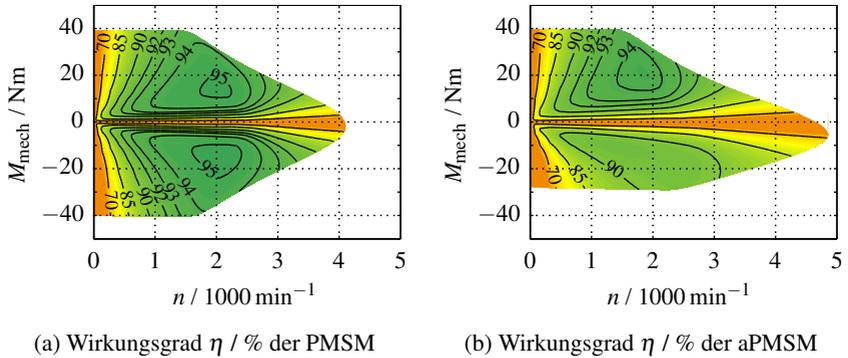


Abbildung 4.7: Wirkungsgradkennfelder der permanentmagneterregten Varianten

Leistungsfähigkeit und Wirkungsgrad

Die beschriebenen Effekte machen sich in den Wirkungsgradkennfeldern bemerkbar, die für beide Maschinen in Abbildung 4.7 gegeben sind. Darin ist der Wirkungsgrad farblich codiert und über der Drehzahl n und dem Wellenmoment M_{mech} aufgetragen. Die aPMSM erreicht aufgrund der magnetischen Asymmetrie ein geringfügig größeres Drehmoment und gleichzeitig eine höhere Maximaldrehzahl¹⁴. Der Zusatzgewinn wird jedoch weitgehend durch die verminderte Anisotropie kompensiert. Durch die größeren Eisenverluste aufgrund des verzerrten Luftspaltfelds ist zudem der Spitzenwirkungsgrad geringer. Die prinzipbedingten Einbußen im Maximaldrehmoment im generatorischen Betrieb betragen etwa 30 %. Da in diesem Betriebsbereich für denselben Drehmomentbetrag ein größerer Strombetrag aufgewendet werden muss, ist gleichzeitig der Wirkungsgrad deutlich geringer.

Der drehmomentmindernde Sättigungseffekt ist nicht von direkten geometrischen Eingriffen in den Flusspfad in r-Richtung abhängig, sondern ist einzig der Natur des Elektroblechs geschuldet. Die Leistungssteigerung durch Einführen einer magnetischen Asymmetrie ist bei rein permanentmagneterregten Maschinen daher grundsätzlich nicht zielführend. Eine gesonderte Untersuchung der in Unterabschnitt 3.2.2 vorgeschlagenen Bauform REL+SPM ist somit hinfällig.

¹⁴Äquivalent zu Abbildung 2.12(b) ist das Drehmoment bei n_{max} deutlich negativ.

4.3.3 Magnetisch asymmetrische hybriderregte Maschinen

Die zur Simulation verwendete Geometrie der auf Oberflächenmagneten basierenden aHSM1 aus Abbildung 3.7(a) ist in Abbildung 4.8(b) zu sehen. Die Umsetzung der mit vergrabenen Magneten ausgestatteten aHSM2 aus Abbildung 3.7(b) ist in Abbildung 4.8(c) gezeigt.

Die Permanentmagnete der aHSM1 nehmen eine vergleichsweise große Fläche am Luftspalt ein. Ihr Fluss wird durch spitz zulaufende Sockel zum benachbarten Schenkelpol geführt, deren Form dem sich ändernden magnetischen Fluss angepasst ist. Dadurch entsteht der Nachteil, dass das verfügbare Wickelfenster für die Rotorwicklung auf beiden Seiten eines Schenkelpols unterschiedlich geformt ist. Weiterhin ist die Wicklung zum Luftspalt hin konstruktiv geschlossen, wodurch das Einbringen der Rotorwicklung in der Praxis erschwert wird.

Der Querschnitt der aHSM2 ist geometrisch symmetrisch. Dadurch wird der Nachteil der ungleichförmigen Spulenseiten vermieden. Die Magnete sind seitlich an den Schenkelpolen des fremderregten Teils positioniert. Sie werden von im Folgenden als *Flusssammler* bezeichneten ferromagnetischen Teilen abgedeckt, die den Permanentmagnetfluss zum Luftspalt führen. Da es sich bei ihnen um separate Bauteile handelt, ist die Montage der Rotorspule vergleichsweise

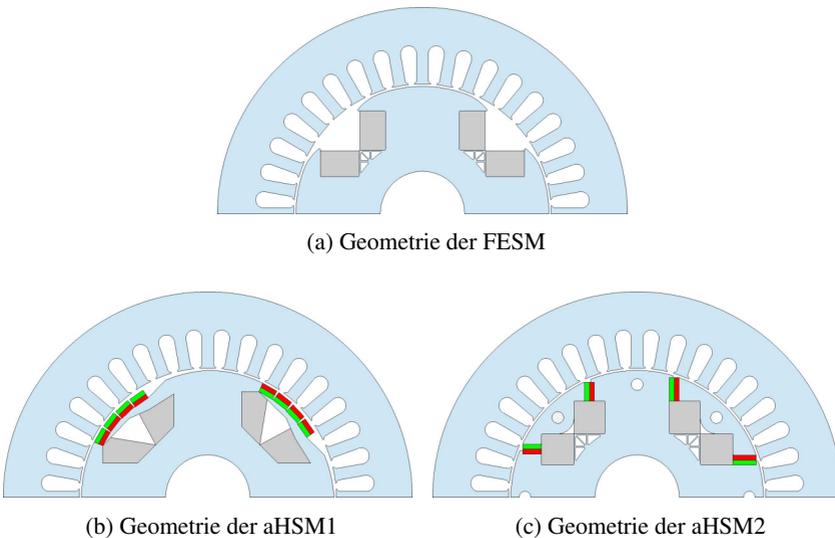


Abbildung 4.8: Geometrien der fremd- und hybriderregten Varianten

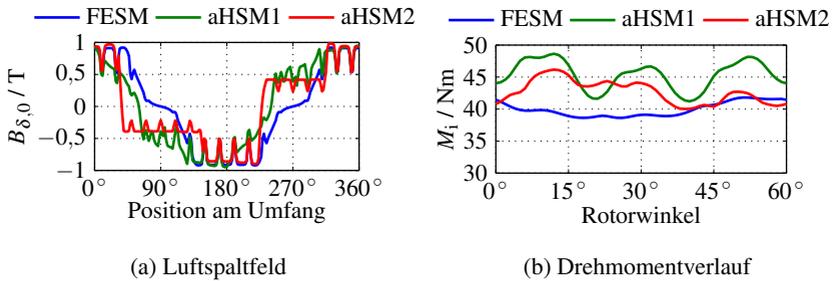


Abbildung 4.9: Verlauf der Leerlauf-Luftspaltflussdichte $B_{\delta,0}$ bei Nennerregung über der Umfangsposition und Drehmomentverlauf im Nennpunkt

einfach. Allerdings müssen die Flusssammler gegen Fliehkräfte geschützt werden. Dazu sind axiale Bohrungen in diesen Teilen und im Aktivteil des Rotors vorgesehen, deren Funktion in Unterabschnitt 5.1.1 näher beschrieben ist.

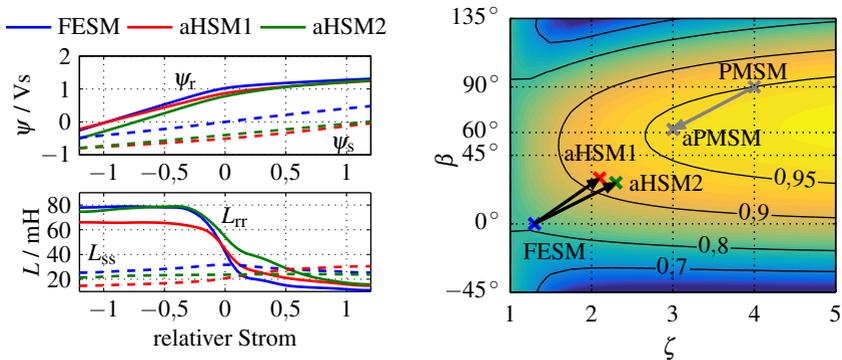
Elektromagnetische Eigenschaften

Abbildung 4.9(a) zeigt die Verteilung der Luftspaltflussdichte $B_{\delta,0}$ im Leerlauf bei Nennerregung der drei betrachteten Maschinen. Der Verlauf des Drehmoments über dem Rotorwinkel im Nennpunkt ist in Abbildung 4.9(b) gegeben.

Die abgerundeten Polschuhe führen bei der FESM zu einem Feldverlauf ohne steile Flanken, wodurch die Kurvenform vergleichsweise sinusförmig ist. Der Drehmomenttrippel beträgt durch diese Maßnahme lediglich 3,2 Nm, was 8,0 % des Nennmoments entspricht. Durch die Positionierung der Magnete auf der einen Seite und die abfallende Form auf der anderen wird bei der aHSM1 derselbe Effekt erreicht. Der Drehmomenttrippel ist mit 7,4 Nm (16,4 % des Nennmoments) jedoch stärker ausgeprägt.

Aufgrund der glatten Rotoroberfläche verläuft das Luftspaltfeld bei der aHSM2 stufenförmig über dem Rotorumfang. Ein Vergrößern des Luftspaltes zu den Seiten der Rotorpole hin wie bei der FESM und der aHSM1 ist nicht möglich, da sich die Position der Rotorpole bei Invertieren des Rotorstroms verändert. Durch einen größeren Luftspalt entstünden Einbrüche in der Flussdichte innerhalb eines Rotorpols, die zu vermeiden sind.

Durch die Stufenform des Luftspaltfelds entstehen grundsätzlich starke Rastmomente. Um diese zu reduzieren, variieren die Positionen der Permanentmagnete zwischen den einzelnen Polen um etwa eine halbe Statornutteilung. Konstruktiv werden dadurch unterschiedlich große Magnete notwendig, während auf elek-



(a) Verläufe von Flussverketzung und Induktivität der drei Maschinen

(b) Einordnung in der Parameterebene des maximalen Drehmoments m_{max}^l

Abbildung 4.10: Analyse und Einordnung der fremd- und hybriderregten Varianten

tromagnetischer Seite zusätzlich geradzahlige Harmonische auftreten. Dennoch kann der Drehmomentrippel durch diesen Eingriff auf 6,1 Nm (14,4 %) verringert werden und liegt damit sogar unter dem der aHSM1.

Die Flussverketzungen und differentiellen Induktivitäten in r- und s-Richtung analog zu Abbildung 4.6(a) sind für die fremderregte und hybriden Varianten in Abbildung 4.10(a) dargestellt, wobei auch hier der Querstrom jeweils bei null belassen und die Rotorwicklung mit Nennstrom betrieben wird. Die Permanentmagnete sorgen für eine Verschiebung der ψ_s -Kurven hin zu negativen Werten. Deutlich sichtbar ist der Einfluss der Sättigung durch den Erregerstrom in der r-Achse. Dieser sorgt bei der FESM für das stärkste Gefälle in der L_{rr} -Kurve. Dieses ist bei der aHSM1 nicht so stark ausgeprägt, gleichzeitig liegt der Wert von L_{rr} im Nullpunkt trotz des schmalen Rotorjochs und Schenkelpole geringfügig höher. L_{ss} ist bei der aHSM1 signifikant geringer als bei der FESM, da sie über einen deutlich schmalen Polschuh verfügt, der die magnetische Leitfähigkeit in s-Richtung begünstigt. Die Anisotropie ζ_0 der aHSM1 fällt mit 2,14 deutlich größer aus als bei der FESM ($\zeta_0 = 1,33$).

Bei der aHSM2 fällt die Anisotropie mit $\zeta_0 = 2,30$ sogar noch größer aus. Dies scheint ein Widerspruch zu sein, da das Rotorjoch im Vergleich zur aHSM1 gemäß Abbildung 3.8 stärker gesättigt ist. Der Grund hierfür liegt in den Flusssammelern, die einen signifikanten Teil des Statorflusses parallel zum Rotorjoch führen. Dadurch steigt die Induktivität L_{rr} und mit ihr die Anisotropie.

Da der Polschuh bei der aHSM2 am schmalsten ausfällt und die Permanentmagnete nur eine geringe Breite besitzen, fällt $\psi_{d,R,max}$ bei dieser Maschine im Vergleich zur FESM und aHSM1 über 10 % geringer aus. Weitere Daten sind im Anhang A.4.4 aufgeführt.

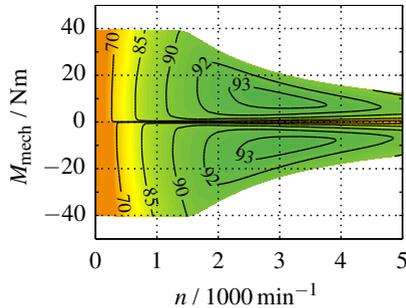
Die Lage der Maschinen in der ζ - β -Ebene ist in Abbildung 4.10(b) durch Kreuze markiert. Die abgebildeten Höhenlinien gelten mit $\psi'_{d,R,max} = 0,80$ nur für die linearisierte aHSM2. Wegen des höheren Wertes $\psi'_{d,R,max}$ erreichen die anderen beiden Maschinen ein größeres normiertes Drehmoment als im Diagramm angegeben. Aus der Abbildung geht hervor, dass durch das Einführen der Asymmetrie und dem gleichzeitigen Reduzieren der Sättigung die Leistungsfähigkeit deutlich gesteigert werden kann.

Unter zusätzlicher Berücksichtigung des Falles permanentmagneterregter Maschinen (graue Kreuze und Pfeil) kann festgestellt werden, dass wegen der Sättigung ein direkter Zusammenhang zwischen dem Asymmetriewinkel β und der Anisotropie ζ besteht. Das Einführen einer Asymmetrie führt in der ζ - β -Ebene zu einer Diagonalbewegung und ist daher nur dann gewinnbringend, wenn β in diesem Prozess vergrößert wird.

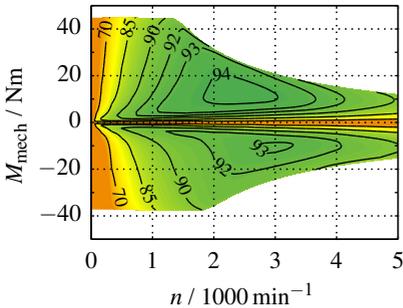
Leistungsfähigkeit und Wirkungsgrad

Die Wirkungsgradkennfelder der drei Maschinengeometrien sind in Abbildung 4.11 gegeben. Das Kennfeld der FESM in Abbildung 4.11(a) zeigt eine für diese Maschine typische Form: Im Feldschwäcbereich verläuft das Maximaldrehmoment nahezu reziprok zur Drehzahl, wodurch eine konstante Maximalleistung erreicht wird. Die Höhenlinien des Wirkungsgrades verlaufen im Grunddrehzahlbereich beinahe senkrecht, das Wirkungsgradmaximum wird im Feldschwäcbereich über einen weiten Drehzahlbereich bei geringer bis mittlerer Belastung erreicht. Der Spitzenwirkungsgrad beträgt 93,4 % und ist im Vergleich mit der PMSM deutlich geringer. Das maximale Drehmoment der FESM beträgt im Grunddrehzahlbereich 39,4 Nm.

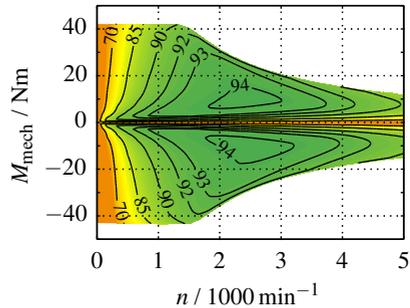
Im Vergleich dazu erreicht die aHSM1 in Abbildung 4.11(b) ein deutlich größeres Drehmoment von 44,8 Nm. Da die Leerlaufflussdichte beider Maschinen etwa gleich ist, kann dieser Effekt zum einen der verbesserten Anisotropie und zum anderen der magnetischen Asymmetrie zugeschrieben werden. Der Verlauf im Feldschwäcbereich ist ebenfalls nahezu ideal. Der Spitzenwirkungsgrad steigt um etwa einen Prozentpunkt auf 94,4 %, ebenso verbessert sich sein Verlauf insbesondere im Grunddrehzahlbereich bei kleiner und mittlerer Last. In diesem Bereich ähnelt das Wirkungsgradkennfeld denen der permanentmagneterregten Varianten in Abbildung 4.7, da der Erregerstrom in diesen Lastpunkten



(a) Wirkungsgrad η / % der FESM



(b) Wirkungsgrad η / % der aHSM1



(c) Wirkungsgrad η / % der aHSM2

Abbildung 4.11: Wirkungsgradkennfelder der fremd- und hybriderregten Varianten

vernachlässigbar klein ist. Bei sehr kleiner Last im oberen Drehzahlbereich ist der Wirkungsgrad jedoch deutlich geringer als bei der FESM, da bei der aHSM1 durch die Permanentmagnete zusätzliche Eisenverluste im Stator entstehen. Obwohl bei der Kennfeldberechnung auch negative Erregerströme berücksichtigt wurden, erreicht die Maschine mit $-37,3 \text{ Nm}$ ein betraglich deutlich kleineres Spitzendrehmoment im generatorischen Bereich. Dies ist auf die in Unterabschnitt 3.2.3 diskutierte Rotorsättigung zurückzuführen.

Das Spitzendrehmoment der aHSM2 in Abbildung 4.11(c) befindet sich mit $42,1 \text{ Nm}$ zwischen dem der aHSM1 und der FESM, während der Spitzenwirkungsgrad mit $94,2 \%$ nahe bei dem der aHSM1 liegt. Der etwas größeren Anisotropie im Vergleich zur aHSM1 steht eine deutlich geringere Rotorerregung gegenüber. Dennoch ähneln sich die Leistungsfähigkeit und die Wirkungsgrad-

charakteristik dieser Maschine und der aHSM1 im ersten Betriebsquadranten, da dasselbe Konzept zugrunde liegt. Aufgrund der geometrischen Symmetrie kann dieselbe Charakteristik hingegen auch im generatorischen Betrieb bereitgestellt werden. Die aHSM2 vereint damit die Leistungsvorteile magnetisch asymmetrischer Maschinen mit dem Vorteil der gleichen Leistung in allen Betriebsquadranten, der magnetisch symmetrische Maschinen auszeichnet.

Wirkungsgrad im Fahrzyklus

Um die qualitativen und quantitativen Eigenschaften der Wirkungsgradkennfelder hinsichtlich der Anwendung als Traktionsantrieb beurteilen zu können, wird der WLTP-Fahrzyklus der Klasse 3 [78] auf die berechneten Kennfelder angewendet. Dazu sind die mit einer Toolkette berechneten unterschiedlichen Lastpunkte für ein typisches Mittelklassefahrzeug derart in die Wirkungsgradkennfelder skaliert, dass die maximale Motordrehzahl einer Fahrzeuggeschwindigkeit von 160 km/h entspricht und das maximale im Zyklus auftauchende Drehmoment mit 20 Nm etwa halb so groß ist wie das Nennmoment der Motoren. Die so erhaltene Verteilung der Lastpunkte im Wirkungsgradkennfeld der aHSM2 ist in Abbildung 4.12(a) gezeigt, wobei die Dicke der Punkte ihre Häufigkeit widerspiegelt.

Wegen der geringen Leistung der Maschinen ist die direkte Verwendung der Zyklusdaten ohne Skalierung nicht möglich. Aufgrund der Wachstumsgesetze von Elektromotoren [7] unterscheiden sich die verwendeten Wirkungsgradkennfelder quantitativ von denen ausreichend groß dimensionierter Motoren. Die qualitativen Unterschiede der Maschinentypen bleiben jedoch erhalten, da die physikalischen Wirkmechanismen dieselben sind. Die berechneten Zahlenwerte sind daher lediglich als Anhaltspunkt für die Abschätzung des Zykluswirkungsgrades zu betrachten.

Die aufgenommene und abgegebene Energie jedes Lastpunkts wird durch biharmonische Interpolation aus den berechneten Leistungskennfeldern und der Häufigkeitsverteilung der Lastpunkte ermittelt und auf die gesamte im Fahrzyklus abgegebene Energie bezogen. Durch Division der abgegebenen durch die aufgenommene Energie wird der Wirkungsgrad jedes Lastpunkts bestimmt¹⁵.

Auf diese Weise resultiert eine Verteilung der abgegebenen Energie über dem Wirkungsgrad, die in Abbildung 4.12(b) für die drei Maschinendesigns dargestellt ist. Darin ist zu sehen, dass die aHSM-Varianten nicht nur den größten

¹⁵Die direkte gewichtete Mittelwertbildung des Wirkungsgrads führt zu einem systematischen Fehler, da sich Lastpunkte mit geringem Energieumsatz überproportional stark auf das Ergebnis auswirken.

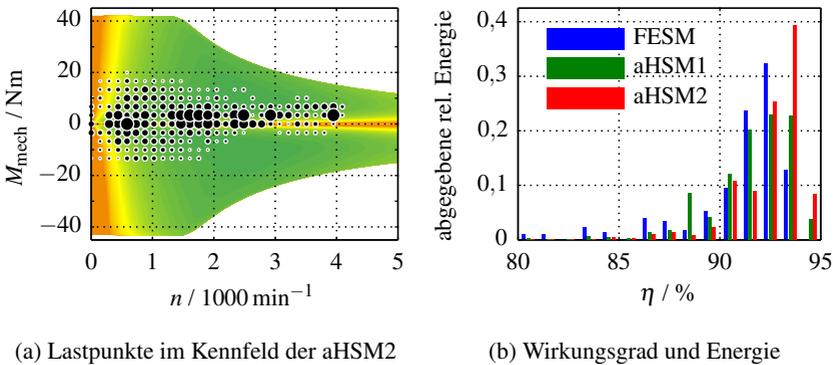


Abbildung 4.12: Verteilung der Lastpunkte im Wirkungsgradkennfeld der aHSM2 und abgegebene relative Energie bei verschiedenen Wirkungsgraden der drei Maschinen

Spitzenwirkungsgrad erreichen, sondern durch die gut zum Fahrzyklus passende Wirkungsgradcharakteristik besonders viel Energie bei hohem Wirkungsgrad umsetzen. Über den kompletten Fahrzyklus resultiert so ein mittlerer Wirkungsgrad der FESM von 90,1 %, bei der aHSM1 von 90,2 % und bei der aHSM2 von 91,4 %. Der Zykluswirkungsgrad der aHSM2 liegt damit um 1,3 Prozentpunkte über dem der FESM. Der Unterschied im Zykluswirkungsgrad ist damit noch größer als der in den Spitzenwirkungsgraden. Dies zeigt die besondere Eignung der aHSM2 für Anwendungen, in denen ein breiter Bereich an Lastpunkten auftritt.

Der Grund, wieso die aHSM1 im Zykluswirkungsgrad deutlich von der aHSM2 abfällt, liegt in zwei ihrer Eigenschaften. Zum einen erreicht sie im generatorischen Betrieb prinzipbedingt einen niedrigeren Wirkungsgrad, wodurch die kinetische Energie des Fahrzeugs beim Bremsen nicht in gleichem Maße rekuperiert werden kann. Zum anderen verfügt diese Maschine über die größte Permanentmagnetflussverkeftung, wodurch bei hohen Drehzahlen große Eisenverluste auftreten. Dadurch wird insbesondere am in Abbildung 4.12(a) bei etwa 4000 min^{-1} und 3 Nm liegenden Betriebspunkt ein vergleichsweise schlechter Wirkungsgrad erreicht, der einer konstanten Fahrt mit etwa 120 km/h entspricht. Die aHSM1 erreicht dort lediglich einen Wirkungsgrad von 88,4 %, während die FESM 91,5 % und die aHSM2 immerhin 90,2 % erreichen. Dieser Lastpunkt ist im Histogramm der aHSM1 in Abbildung 4.12(b) deutlich zu erkennen.

4.4 Erhöhung der Ausnutzung

Der Ausnutzungsfaktor

$$C = \frac{S_i}{D_1^2 I_{Fe} n_{syn}} \quad (4.15)$$

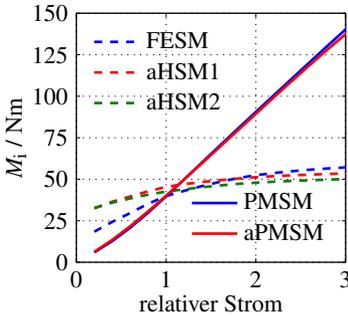
beträgt bei den betrachteten Maschinen etwa $2,4 \text{ kWmin} \cdot \text{m}^{-3}$, wenn für die innere Scheinleistung $S_i = S_{el} = \sqrt{3} U_N I_N = 7,00 \text{ kVA}$ und $n_{syn} = 1500 \text{ min}^{-1}$ angenommen werden [29]. Damit liegt er in einem für Industriemaschinen typischen Bereich. Andere Anwendungen wie etwa die Elektrotraktion erfordern jedoch höhere Werte, um den Bauraum und das Gewicht zu minimieren.

Um die Eignung der untersuchten Maschinen für solche Anwendungen abzuschätzen, wird der Einfluss des Stator- und des Rotorstroms auf das maximal erreichbare Drehmoment untersucht. Die Kurven in Abbildung 4.13(a) zeigen das Drehmoment in Abhängigkeit des auf den Nennwert $I_N = 10,1 \text{ A}$ bezogenen Statorstroms der verschiedenen Maschinen, wenn stets der drehmomentoptimale Vorsteuerwinkel eingestellt und alle anderen Parameter, insbesondere der Rotorstrom, konstant gehalten werden.

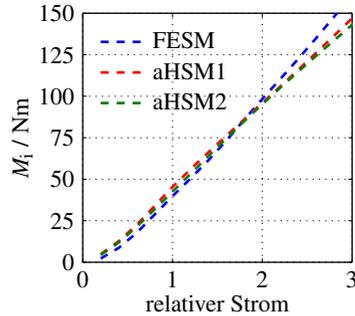
Grundsätzlich ist zu erkennen, dass die magnetisch asymmetrischen Maschinen bei geringen Stromwerten ein größeres Drehmoment als ihre symmetrischen Referenzen erreichen. Noch bevor der Statorstrom jedoch den doppelten Nennwert erreicht, ist das Drehmoment der symmetrischen Maschinen größer. Bei den permanentmagneterregten Maschinen kann dies auf die geringere Anisotropie zurückgeführt werden, da das Reluktanzmoment mit steigendem Statorstrom aufgrund der quadratischen Abhängigkeit vom Strom gemäß Gleichung (2.67) an Einfluss gewinnt. Bei den fremd- und hybriderregten Maschinen spielt die schmalere Rotorstruktur der aHSM-Varianten eine Rolle, die weniger Fluss führen können.

Weiterhin fällt auf, dass die permanentmagneterregten Maschinen im Überlastbetrieb ein deutlich größeres Drehmoment erreichen als die fremd- und hybriderregten Varianten. Neben der größeren Anisotropie kann dies mit der deutlich größeren Rotordurchflutung erklärt werden. Der magnetische Kreis der fremd- und hybriderregten Maschinen weist lediglich eine Durchflutung von

$$\Theta_{R,FESM} = 2w_p I_{R,N} = 1,56 \text{ kA} \quad (4.16)$$



(a) Erhöhung des Statorstroms



(b) Erhöhung des Stator- und Rotorstroms

Abbildung 4.13: Steigerung des maximal erreichbaren motorischen Drehmoments bei alleiniger Erhöhung des Statorstroms oder von Stator- und Rotorstrom

auf, während diejenige der permanentmagneterregten Maschinen mit

$$\Theta_{R,PMSM} = 4 \frac{B_{rem}}{\mu_0 \mu_r} h_{PM} = 10,9 \text{ kA} \quad (4.17)$$

beinahe eine Größenordnung darüber liegt [7]. Dadurch können die permanentmagneterregten Maschinen ihren Fluss bei größerem Gegenfeld besser aufrechterhalten.

Dieser Effekt ist in Abbildung 4.13(b) eliminiert, da hier linear mit dem Statorstrom auch der Rotorstrom erhöht wird. Dennoch fallen auch hier die aHSM-Varianten für große Ströme im Vergleich zur FESM aus oben genanntem Grund ab.

Die Analyse zeigt, dass die Vorteile magnetisch asymmetrischer Maschinen lediglich in einem nach oben beschränkten Wertebereich der elektromagnetischen Ausnutzung ausgenutzt werden können. Sie eignen sich daher grundsätzlich für Anwendungen, die keiner hohen Ausnutzung bedürfen. Die gezielte Auslegung der Geometrie und elektromagnetischen Materialien stellt eine Möglichkeit dar, diese Grenze zu verschieben und magnetisch asymmetrische Maschinen auch für anspruchsvollere Anwendungsfälle interessant erscheinen zu lassen.

4.5 Zwischenfazit

Durch den Einsatz numerischer Feldberechnungsprogramme kann gezeigt werden, dass insbesondere die magnetische Sättigung des Eisens einen erheblichen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit magnetisch asymmetrischer Maschinenkonzepte hat. Daher muss bei der Konvertierung konventioneller Maschinengeometrien die d-Achse aus der r-Achse herausgedreht werden.

Mit diesem Wissen kann die Verwendung rein permanentmagneterregter magnetisch asymmetrischer Maschinen als nachteilig verworfen werden. Im Gegensatz dazu verbessert sich die Leistungsfähigkeit von FESMs erheblich, wenn eine Asymmetrie durch Permanentmagnete eingeführt wird. Sowohl die Leistungsfähigkeit als auch der Wirkungsgrad können signifikant gesteigert werden, da zusätzlich die magnetische Sättigung reduziert wird. Durch das Design kann festgelegt werden, ob nur der motorische oder zusätzlich auch der generatorische Quadrant von den Vorteilen der magnetischen Asymmetrie profitieren soll. Bei der Auslegung sind die Grenzen des Konzepts zu berücksichtigen. Die magnetische Asymmetrie entfaltet insbesondere bei geringen Ausnutzungsfaktoren ihre Wirkung. Bei hohen Ausnutzungsfaktoren verlieren sich die Vorteile und es können sogar Leistungseinbußen entstehen.

5

Prototypen und Prüfstand

In Kapitel 4 wurde durch den Einsatz numerischer Berechnungssoftware gezeigt, dass lediglich hybriderregte magnetisch asymmetrische Maschinen Vorteile hinsichtlich der Leistungsfähigkeit und des Wirkungsgrades gegenüber konventionellen Ausführungsformen aufweisen. Sie können in verschiedenen Varianten ausgeführt werden, die sich in der Leistungsfähigkeit im motorischen und generatorischen Betrieb sowie in der Fertigbarkeit unterscheiden.

Zur Verifizierung dieser Berechnungen werden Messungen an Prototypen herangezogen, deren Auslegung, Bau und Betriebsumgebung in diesem Kapitel beschrieben werden. Von den in Abschnitt 4.3 untersuchten Varianten wird dabei aus zwei Gründen die Variante aHSM2 realisiert. Zum einen gestaltet sich der Aufbau leichter, da die Rotorspulen einfacher zu fertigen und die Rotornuten beim Bau zugänglich sind. Zum anderen besitzt diese Maschine den Vorteil der umkehrbaren magnetischen Asymmetrie, wodurch sie in allen vier Quadranten ohne Leistungseinbußen zu betreiben ist und einen höheren Wirkungsgrad im Fahrzyklus erzielt. In diesem Zusammenhang können das stationäre und dynamische Verhalten dieser besonderen Eigenschaft untersucht werden.

Um den direkten Vergleich mit einer konventionellen Maschine zu ermöglichen, ist zudem die magnetisch symmetrische FESM als Prototyp realisiert. Sie dient im Prüfstandsbetrieb gleichzeitig als Belastungsmaschine.

Im ersten Abschnitt dieses Kapitels werden die Konstruktion und der Bau der Rotoren und des Maschinensatzes beschrieben. Der zweite Abschnitt bietet einen Überblick über den gesamten Prüfstand. Die in dieser Arbeit entwickelte Stromregelung der Motoren wird im dritten Abschnitt behandelt.

5.1 Maschinen

Da für die Prototypmaschinen fertige Statoren verwendet werden, die in Unterabschnitt 4.2.1 beschrieben sind, beschränkt sich der Konstruktionsaufwand im Wesentlichen auf die Rotoren. An den Statorgehäusen müssen nur die Lagerschilde überarbeitet bzw. neu konstruiert werden. Die Fertigung der Rotoren und Maschinen wurde am Elektrotechnischen Institut durchgeführt, wobei einige Halbzeuge wie etwa die Blechpakete, die Wellen oder die Edelstahlringe extern gefertigt wurden.

5.1.1 Aufbau der Rotoren

Der Aufbau der Rotoren wird in diesem Unterabschnitt anhand der aHSM2 erklärt. Aufgrund der einfacheren Struktur des FESM-Rotors entfallen einige Arbeitsschritte, der wesentliche Arbeitsablauf ist jedoch identisch.

In Abbildung 5.1 ist der Längsschnitt des aHSM2-Rotors gegeben, der einen Blick auf alle relevanten Bestandteile freigibt. Die fertig montierten Rotoren sind in Abbildung 5.2 gezeigt.

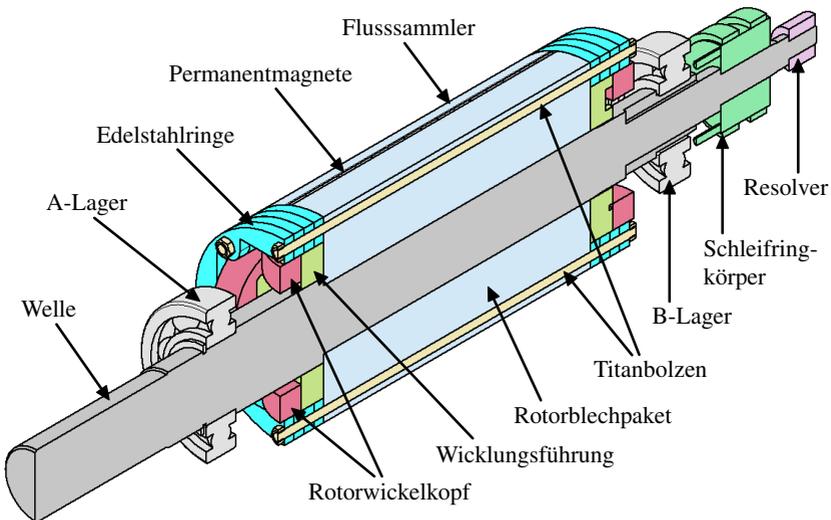


Abbildung 5.1: Längsschnitt durch den aHSM2-Rotor



(a) FESM



(b) aHSM2

Abbildung 5.2: Rotoren der Prototypen nach der Montage

Aktivteil

Die Querschnitte der Aktivteile sind in den Abbildungen 4.8(a) und 4.8(c) zu sehen. Das aus dem Werkstoff M350-50A gefertigte Blechpaket ist lasergeschnitten und mit Backlack paketierrt.

Die Rotorwicklung besteht aus vier in Serie geschalteten Einzelspulen, die die Schenkel des Rotorblechpakets umschließen. Um den elektrischen Kontakt nicht zu beeinträchtigen und um den Verschaltungsaufwand gering zu halten, sind die Spulen aus einem einzelnen durchgängigen Flachdraht hergestellt. Eine CNC-gefräste Wicklungsführung aus Polyoxymethylen an beiden Enden des Blechpakets sorgt für eine definierte Drahtführung sowie für das beschädigungsfreie Umlenken des Drahts im Wickelkopf. Durch Nutisolationpapier wird die Isolationsfestigkeit der Wicklung sichergestellt, die nach der Montage mit einem Hochspannungsprüfgerät bestätigt wurde.

Für die Rotorwicklung wird der im Anhang A.4.3 spezifizizierte Flachdraht verwendet. Um die in Unterabschnitt 4.2.2 bestimmte Polwindungszahl von 60 zu erreichen, besteht eine einzelne Rotorspule bei der aHSM2 aus fünf nebeneinander liegenden Schichten und zwölf übereinander liegenden Lagen. Bei der FESM liegen aufgrund der anderen Geometrie des Wickelfensters sechs Schichten in zehn Lagen.

Seitlich der Schenkelpole befinden sich bei der aHSM2 Magnete, die mit dem Spezialklebstoff *Hysol 9497* der Firma *Henkel* [D5] fixiert sind. Zusätzlich sorgen kleine Haltenasen an den Schenkelpolen für einen formschlüssigen Rückhalt. Als Magnete kommen die Typen *VACODYM 983 TP* der Firma *Vacuumschmelze* zum Einsatz. Diese erreichen bei einer mittleren Prüftemperatur

von 60 °C die gewünschte Flussdichte von 1,2 T. Die Lage des Knickpunkts der Magnetisierungskennlinie, bei der irreversible Entmagnetisierung auftritt, liegt bei 150 °C bei etwa 1000 kA/m. Dieser Wert wird erst bei Rotor- und Statorstrombeträgen erreicht, die jenseits des doppelten Nennstroms liegen. Eine Entmagnetisierung ist im Prüfstandsbetrieb daher nicht zu befürchten.

Aufgrund der besonderen Geometrie werden zwei unterschiedliche Magnetbreiten von 8 bzw. 10 mm benötigt (vgl. Unterabschnitt 4.3.3). Dabei werden Magnete mit den Abmessungen 4 mm x 8 mm x 10 mm verwendet, wodurch nur eine Magnetform benötigt wird. Je nach benötigter Breite im Querschnitt werden sie um 90° verdreht montiert. Bei einer Paketlänge von 160 mm werden so 16 bzw. 20 Magnete pro Montageort über die axiale Länge benötigt.

Die sich zwischen den Permanentmagneten befindenden Flusssammler müssen gegen die Fliehkraft geschützt werden. Dazu sind diese und die Schenkelpole mit axialen Bohrungen ausgestattet, durch die Titanbolzen der Güte 5 getrieben sind [D6]. Die Titanbolzen reichen beidseitig über die Stirnfläche des Aktivteils hinaus und werden durch vorgefertigte Edelstahlringe positioniert. Die Enden der Titanbolzen sind mit einem Gewinde versehen. Der Aufbau ist mittels Muttern und schraubensicherndem Klebstoff fixiert. Gleichzeitig dienen die Edelstahlringe als Stütze gegen die Fliehkraft auf den Rotorwickelkopf¹⁶. Diese Konstruktion ermöglicht Drehzahlen bis etwa 6000 min⁻¹, bevor die Scherspannung in den Titanbolzen zu groß wird.

Der Aktivteil ist mit dem Epoxyd-Laminierharz *MP Advanced* von der Firma *RG Faserverbundwerkstoffe* [D7] vergossen. Dadurch wird insbesondere die Rotorwicklung stabilisiert. Die Mantelfläche, Wellenbohrung und Kühlkanäle sind vom Verguss ausgespart.

Peripherie

Die Lagerung des Rotors ist durch zwei beidseitig abgedichtete einreihige Kugellager der Firma *SKF* [D8] ausgeführt. Aufgrund der unterschiedlichen Wellen- und Bohrungsdurchmesser wird A-seitig der Typ 6208-2Z und B-seitig der Typ 6306-2Z verwendet. Mit Grenzdrehzahlen von 9000 min⁻¹ bzw. 11000 min⁻¹ besteht keine Limitierung der Auslegung.

Der Aktivteil ist beidseitig von Lagern umgeben, während der Schleifringkörper hinter dem B-Lager positioniert ist. Diese Anordnung verhindert ein Verschmutzen des Rotors durch den im Betrieb entstehenden Bürstenabrieb und ermöglicht eine einfachere Konstruktion des B-Lagerschildes. Allerdings wird

¹⁶Bei der FESM werden zu diesem Zweck halbrunde Edelstahlscheiben verwendet, die mit der Wicklungsführung verschraubt und mit Klebstoff gesichert sind.

eine Kabeldurchführung notwendig, die die Schleifringe mit der Rotorwicklung kontaktiert. Diese ist in Form von zwei diametral gegenüberliegenden Längsschlitzen unterhalb des B-Lagers ausgeführt.

Das Schleifringssystem stammt von der Firma *Ing. Erich Geiss* und besteht aus dem Schleifringkörper *2/52/10/16/H7*, zwei Doppelhaltern *0612 DH 43 B 10*, vier Kohlebürsten *M0612 AB9* und einem Bürstenhalterbolzen *BB3* [D9]. Die Kohlebürsten sind mit einer maximalen Umfangsgeschwindigkeit von 35 m/s und einer maximalen Stromdichte von 20 A/cm^2 spezifiziert. Die damit zulässigen Höchstwerte der Drehzahl von 12855 min^{-1} und des Erregerstroms von 33,3 A werden durch die Prototypen nicht erreicht.

Zur Erfassung des Rotorlagewinkels, der für die Stromregelung und die Drehzahlbestimmung notwendig ist, wird ein Resolver des Typs *RE-15-1-A15* der Firma *LTN Servotechnik* [D10] verwendet. Sein Rotor ist wie alle Wellenteile mit dem Klebstoff *LOCTITE 648* von *Henkel* [D11] auf der Welle fixiert.

5.1.2 Maschinensatz

Die beiden Maschinen sind als Maschinensatz über ihre Wellen gekoppelt. Damit kann zum einen der Arbeitspunkt des zu prüfenden Motors stationär eingestellt werden, zum anderen können beide Motoren nacheinander vermessen werden, ohne den mechanischen Aufbau verändern zu müssen. Dies spart Zeit und garantiert gleichbleibende mechanische Bedingungen für den Fall, dass Messreihen wiederholt werden müssen. Ein Schnittbild des Maschinensatzes ist in Abbildung 5.3 gegeben. Da der Maschinensatz symmetrisch aufgebaut ist, ist nur eine Hälfte dargestellt.

Die Maschinen sind an ihren Abtriebswellen über die Drehmomentmesswelle *DRFL-III-150-n* des Herstellers *ETH Messtechnik* [D12] gekoppelt. Die mechanische Verbindung wird über drehsteife Balgkupplungen *BK 2* des gleichen Herstellers [D13] bewerkstelligt, die eine laterale Fehlorientierung von bis zu 0,2 mm und eine Längenänderung bis 2 mm ausgleichen können.

Um die Fehlorientierung so gering wie möglich zu halten, sind die A-seitigen Lagerschilde der beiden Maschinen mit einer Passung versehen, die über eine Flanschkonstruktion koaxial montiert sind. Im Zentrum der Flanschkonstruktion befindet sich ein auf die erforderliche Höhe gefräster Bock, der die Drehmomentmesswelle über Schraubverbindungen koaxial zu den Maschinenwellen fixiert. Die Statoren sind mit der Flanschkonstruktion und zusätzlich über Gehäusefüße mit dem Maschinenbett verschraubt.

Die Statoren sind vollständig mit einer aus einem PVC-Rohr hergestellten Lüfterhaube abgedeckt, in der ein Axiallüfter des Typs *2218 F/2TDH4P* von

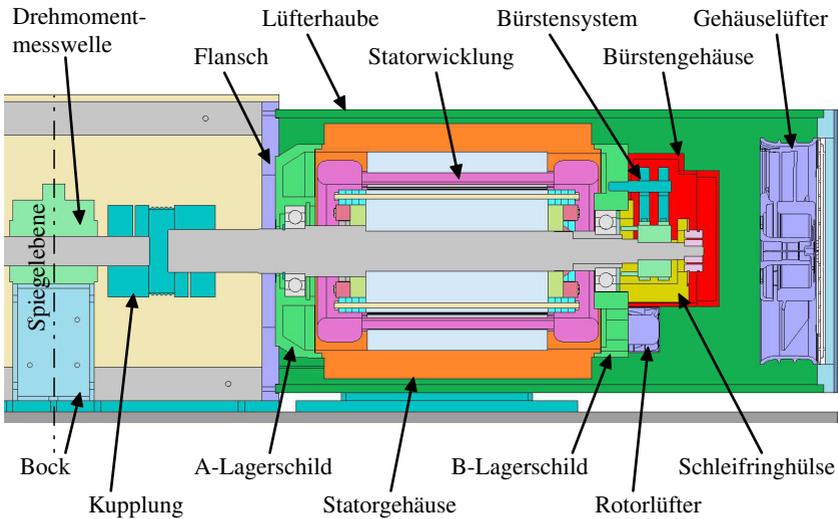


Abbildung 5.3: Längsschnitt durch die aHSM2 auf dem Prüfstand

ebm-papst [D14] montiert ist. Die Lüfterhaube ist an der Flanschkonstruktion verschraubt und wird zusätzlich durch das B-Lagerschild abgestützt.

Während die A-seitigen Lagerschilde von den Originalmaschinen übernommen werden konnten, stellen die B-seitigen Lagerschilde eine Neukonstruktion dar, da diese mehrere Aufgaben erfüllen müssen. Da das A-Lager fest ist, muss das B-Lager als Loslager ausgeführt werden, um die thermische Ausdehnung¹⁷ des Rotors aufnehmen zu können. Der Lagersitz ist daher als Durchgangsbohrung ausgeführt, wobei rückseitig eine Lagervorspannung durch eine Wellenfeder vom Typ *0W61620* des Herstellers *Febrotec* [D15] und die axial montierte Schleifringhülse aus Polyoxymethylen gewährleistet wird. Die Schleifringhülse trägt zudem den Stator des Resolvers, dessen exakte Ausrichtung durch Passungen sichergestellt wird.

Aufgrund der Fremderregung ist weiterhin eine Befestigungsmöglichkeit des Bürstensystems notwendig, die durch einen im Lagerschild verschraubten Bolzen realisiert wird. Um die Verschmutzung durch Abrieb in der Maschine lokal zu begrenzen, wird das Bürsten- und Schleifringssystem durch ein Bürstenge-

¹⁷Die thermische Ausdehnung ist um Größenordnungen geringer als die axiale Toleranz des Schleifringssystems und des Resolvers, sodass hier keine Funktionsbeeinträchtigungen zu erwarten sind.

häuse vollständig umschlossen. Mittels abgedichteter B-Lager und Kabeldurchführungen für die Bürsten und den Resolver wird sichergestellt, dass kein Staub austreten kann. Um die Verschmutzung des Resolvers zu verhindern sind eine Wellendichtung und eine rückseitige Abdeckung vorgesehen, auf die im Messbetrieb jedoch verzichtet wurde.

Der Platz unterhalb des Bürstengehäuses ist zur Montage des Axiallüfters 424 JH der Firma *ebm-papst* [D16] vorgesehen. Mit diesem kann ein Luftstrom durch den Luftspalt und die Rotorkühlkanäle forciert werden, der durch Bohrungen im A-Lagerschild über die Flanschkonstruktion wieder austritt. Durch die beiden Lüfter ist die gezielte Kühlung der Maschinen im Messbetrieb möglich.

5.2 Prüfstand

Die Messungen wurden an einem am Elektrotechnischen Institut entwickelten universell nutzbaren Prüfstand durchgeführt, der in Abbildung 5.4 zu sehen ist. Der Prüfstand besteht neben dem Maschinensatz aus einem PC als Benutzerschnittstelle und einem Umrichterschrank, der die gesamte benötigte Leistungs-, Signal- und Messelektronik enthält.

Der Aufbau und die Funktion des Umrichtersystems sind in ähnlicher Form in einigen Publikationen des Instituts detailliert beschrieben [79–81] und werden daher im folgenden Unterabschnitt nur grundlegend behandelt. Der Fokus dieses Abschnitts liegt auf den für den Betrieb der Prototypen benötigten Zusatzeinrichtungen und der Messgenauigkeit.

5.2.1 Aufbau

Das Blockschaltbild des Umrichtersystems ist in Abbildung 5.5 illustriert. Bei den mit grauer Farbe markierten Blöcken handelt es sich um bereits vorhandene Komponenten [79–81], die blau markierten Komponenten sind im Rahmen dieser Arbeit entstanden.

Der Leistungsteil des Umrichtersystems besteht aus vier Drehstrombrückenschaltungen, von denen eine als Active Front End (AFE), eine als dreiphasiger Tiefsetzsteller (TSS) und zwei als maschinenseitige Umrichter (MU1, MU2) betrieben werden. Mit dieser Topologie ist es möglich, die im Testbetrieb von den Maschinen umgesetzte Leistung direkt über den Gleichspannungszwischenkreis ohne den Umweg über das speisende Netz zu führen und beiden Maschinen



Abbildung 5.4: Eingesetzter Prüfstand bestehend aus Maschinensatz (links), Umrichter-schrank (Mitte) und PC als Benutzerschnittstelle (rechts)

individuelle Zwischenkreisspannungen zur Verfügung zu stellen. Letztere Eigenschaft ist für den Messbetrieb im Rahmen dieser Arbeit unwichtig, daher werden als Soll-Zwischenkreisspannungen $U_{ZK,FESM} = 750\text{ V}$ und $U_{ZK,aHSM2} = 730\text{ V}$ gewählt.

Bei den Drehstrombrücken handelt es sich um Einplatinensysteme, deren Aufbau und Funktion in [82] beschrieben ist. Sie verfügen über eine integrierte IGBT-Drehstrombrückenschaltung des Typs *FS75R12KT4* von *Infineon* [D17], die auf einen Dauergleichstrom von 75 A und eine Sperrspannung von 1200 V ausgelegt sind. Auf der Umrichterplatine sind weiterhin Zwischenkreiskondensatoren, die Gate-Beschaltung mit zusätzlicher Sicherungslogik und peripheren Funktionen sowie eine Temperatur-, Strom- und Spannungsmessung vorhanden.

Der Signalteil der Anlage besteht im Kern aus zwei digitalen Signalprozessoren (DSP), die neben der interruptbasierten Strom- bzw. Spannungsregelung aller Drehstrombrücken auch die Kommunikation mit dem PC und weitere Steuerungs- und Überwachungsaufgaben übernehmen. Die zeitkritische Generierung der Schaltsignale wird durch zwei Field Programmable Gate Arrays

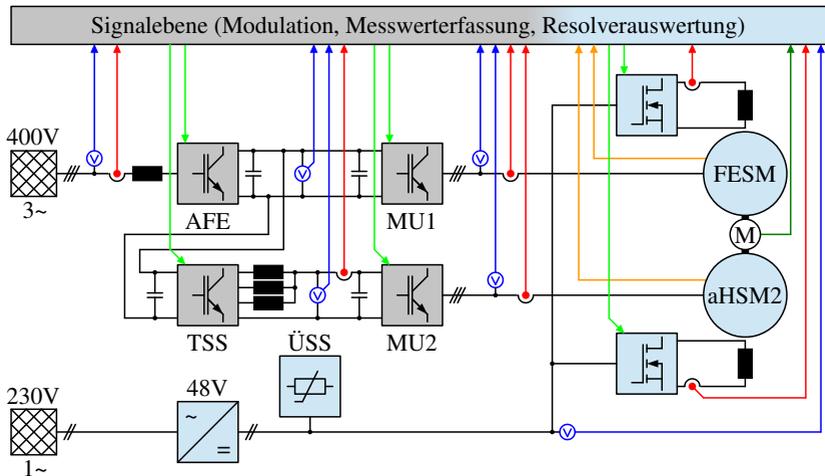


Abbildung 5.5: Strukturbild des Prüfstands mit neuen (hellblau) und bereits vorhandenen Komponenten (grau), Strom- (rot), Spannungs- (dunkelblau), Rotorpositions- (orange) und Drehmomentmesssignalen (dunkelgrün) sowie Ansteuersignalen (hellgrün)

(FPGA) bewerkstelligt, die auf den von den DSPs berechneten Aussteuergraden beruhen. Daneben werden die FPGAs für weitere Aufgaben wie etwa die Interrupterzeugung und die Anbindung der Messelektronik eingesetzt.

Für alle Regelalgorithmen wird ein gemeinsamer fester Takt mit einer Periodendauer von $T = 125\mu\text{s}$ verwendet, in dem die relevanten Strom- und Spannungswerte gemessen und die Aussteuergrade aller Halbbrücken für das folgende Zeitintervall berechnet werden. Die Taktfrequenz aller Drehstrombrücken und auch des Erregerstromrichters beträgt daher $f_T = T^{-1} = 8\text{ kHz}$.

5.2.2 Klemmenkasten

Zum Betreiben fremd- und hybriderregter Synchronmaschinen ist ein zusätzlicher Stromrichter nötig, mit dem die Rotorwicklung gespeist wird. Der für diese Arbeit entwickelte Stromrichter ist aus Kompatibilitätsgründen im Klemmenkasten der Maschine integriert. Damit können die Maschinen an beliebigen für permanentmagneterregte Synchronmaschinen entwickelten Umrichter systemen betrieben werden, da zusätzlich nur eine Steuerleitung und ein Netzteil benö-

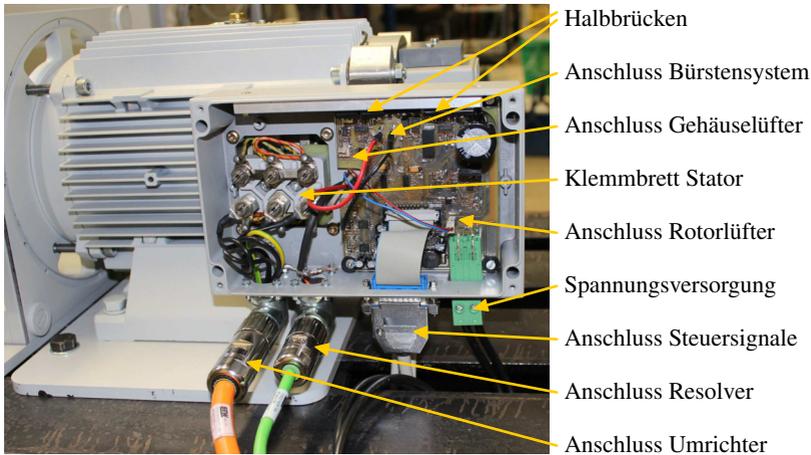


Abbildung 5.6: Klemmenkasten mit integriertem Erregerumrichter

tigt werden. Abbildung 5.6 zeigt ein Foto des geöffneten Klemmenkastens mit Beschriftung der wichtigsten Komponenten.

Um die volle Flexibilität beim verwendeten Regelverfahren zu wahren, wurde ein Vierquadranten-Wechselrichter aufgebaut, der aus zwei individuell ansteuerbaren Halbbrücken besteht. Als Leistungsschalter werden MOSFETs des Typs *IRFP4468* des Herstellers *International Rectifier* [D18] verwendet. Mit einem typischen Durchlasswiderstand von $2,0\text{ m}\Omega$ und Schaltzeiten im Bereich von 250 ns ist die erwartete Verlustleistung bei einer Schaltfrequenz von $f_T = 8\text{ kHz}$ gering genug, um eine passive Kühlung über das Gehäuse des Klemmenkastens auszuführen.

Die Ansteuerung der Gates einer Halbbrücke wird durch den IC *Si8244* des Herstellers *Silicon Laboratories* [D19] übernommen. Neben einer integrierten galvanischen Trennung aller Ein- und Ausgänge und einer einstellbaren Verriegelungszeit gestaltet sich die Ansteuerung mittels eines einzelnen Logsignals als vorteilhaft, da so die Anzahl an Signalleitungen bzw. weiterer Schaltungsaufwand minimiert wird. Die Schaltsignale werden zur Sicherung der Signalintegrität im Laborbetrieb über differentielle Leitungstreiber übertragen. Zur Temperierung der Maschine sind zwei Lüfter installiert (siehe Abbildung 5.3), die durch die Messroutine individuell angesteuert werden können. Für den Rotorlüfter sind zwei Geschwindigkeitsstufen verfügbar, die durch Verändern seiner Versorgungsspannung durch einen auf der Platine vorhandenen

Gleichstromsteller eingestellt werden können. Der Gehäuselüfter verfügt über einen Steuereingang, der über eine galvanische getrennte Schnittstelle direkt vom FPGA des Umrichtersystems über differentielle Leitungstreiber bedient wird.

Während der Signalteil des Stromrichters durch das Umrichtersystem versorgt wird, bezieht der Leistungsteil seine Energie über einen separaten Gleichspannungseingang, der über eine Über- und Unterspannungsüberwachung verfügt. Beide Motoren werden vom 48 V-Schaltnetzteil *RSP-3000-48* der Firma *MEAN WELL* [D20] gespeist, das bis zu 3 kW Dauerleistung bereitstellen kann.

Im Betrieb der Motoren kann es bei Sollwertänderungen zu einem Zurückfließen elektrischer Energie aus dem Rotorkreis in das Netzteil kommen, wenn sich der magnetische Zustand des Motors ändert. Weil das Netzteil nicht rückspeisefähig ist, muss diese Energie anderweitig umgesetzt werden, da es sonst zu Überspannung und Beschädigung des Netzteils oder der Erregerumrichter kommen kann. Aus diesem Grund ist ein Überspannungsschutz (ÜSS, siehe Abbildung 5.5) am Netzteil angeschlossen. Bei Überschreiten einer Spannung von etwa 50 V schaltet eine Klemmschaltung einen niederohmigen Lastwiderstand zu, über den die freigesetzte Energie in Wärme umgesetzt wird.

Die Rotorstrom- und Temperaturmessung sind separat in der Maschine integriert und direkt mit der Auswerteschaltung des Umrichtersystems verbunden. Der Rotorstrom wird mit einem Stromwandler des Typs *LA 100-P* des Herstellers *LEM* [D21] gemessen, der auch im Umrichter für die Maschinen- und Netzströme eingesetzt wird. Bei jeder Maschine sind im Statorwickelkopf sowie in einer Kühlrippe des Statorgehäuses Temperatursensoren eingebaut, die während der Messroutine ausgewertet werden.

5.2.3 Messgenauigkeit

Sämtliche bei der Regelung und Messwertaufnahme gewonnenen Größen werden durch geeignete Wandler in ein Spannungssignal überführt und von analogen Messwerterfassungskarten des Prüfstands in Digitalsignale gewandelt und weiterverarbeitet. Die Messwerterfassungskarten verfügen eingangsseitig über einen auf Operationsverstärkern basierenden Subtrahierer [83] und einen Messbereich von $\pm 10\text{V}$. Über Spindeltrimmer im Analogteil können die Gleichtaktunterdrückung, der Eingangsoffset und die Verstärkung jedes Messkanals justiert werden.

Der Analog-Digital-Wandlerbaustein generiert ein 12 bit breites Datenwort mit einer Samplerate von 1,5 MS/s. Bei der Auswertung kann für jeden Messkanal zwischen zwei Betriebsarten gewählt werden:

- Zur Erfassung des Momentanwerts werden zum Zwecke der Rauschminimierung symmetrisch um den gewünschten Samplezeitpunkt acht Samples erzeugt und der Mittelwert gebildet. Das Datenwort hat dadurch eine Breite von $12 \text{ bit} + \log_2(8) \text{ bit} = 15 \text{ bit}$ und eine nutzbare Auflösung von $12 \text{ bit} + \lfloor \log_2(8) \text{ bit} / 2 \rfloor = 13 \text{ bit}$ [79].
- Zur Bildung des Mittelwerts über eine gesamte Periode werden alle darin erfassten Werte gemittelt. Die Breite des Datenworts beträgt dann $12 \text{ bit} + \lceil \log_2(1,5 \text{ MHz} / 8 \text{ kHz}) \text{ bit} \rceil = 20 \text{ bit}$ und seine nutzbare Auflösung $12 \text{ bit} + \lfloor \log_2(1,5 \text{ MHz} / 8 \text{ kHz}) \text{ bit} / 2 \rfloor = 15 \text{ bit}$.

Spannungsmessung

Die für den Messablauf relevanten Zwischenkreis- und Phasenspannungen der Maschinen werden über in den Einplatinenstromrichtern integrierte Subtrahierer um den Faktor 100 gedämpft und durch die hohe Impedanz der Eingangswiderstände quasi potentialgetrennt. Die Phasenspannungen werden gegen den negativen Pol der Zwischenkreisspannung gemessen. Die so entstehende Gleichtaktkomponente wird durch das DSP-Programm rechnerisch eliminiert.

Da es sich um getaktete Spannungen handelt, werden die Spannungen als Mittelwert über die gesamte Periode erfasst. Der theoretisch mögliche Messbereich von $\pm 1000 \text{ V}$ wird daher auf 15 bit abgebildet. Damit ergibt sich eine nutzbare Auflösung von $61,0 \text{ mV/bit}$.

Im Gegensatz zur Statorspannung wird die Rotorspannung nicht direkt gemessen sondern aus dem Messwert der Netzteilspannung und dem berechneten Aussteuergrad des Erregerumrichters ermittelt. Für die Netzteilspannungsmessung wird ein Subtrahierer mit einer Dämpfung von 6,8 verwendet. Da die Netzteilspannung als glatt angenommen wird, werden hier Momentanwerte verwendet. Die nutzbare Auflösung beträgt damit $16,6 \text{ mV/bit}$.

Strommessung

Wie bei der Erregerstrommessung kommen auch bei der Statorstrommessung Stromwandler des Typs *LA 100-P* des Herstellers *LEM* [D21] zum Einsatz. Diese sind im Datenblatt mit einer Genauigkeit von $\pm 0,7\%$, einem Linearitätsfehler von $< 0,15\%$ und einem maximalen Offsetstrom von $\pm 0,1 \text{ mA}$ angegeben, der durch das Übersetzungsverhältnis von 1:2000 als $\pm 0,2 \text{ A}$ interpretiert wird.

Da weder bei der Stator- noch bei der Rotorstrommessung der vom Stromwandler bereitgestellte Messbereich von 100 A Effektivstrom benötigt wird, werden die Leiter zur Erhöhung der Messgenauigkeit jeweils vierfach durch den Sensor geführt. Eine analoge Messschaltung, die aus einem Stromteiler und einem invertierenden Verstärker besteht, wandelt das Stromsignal der Stromwandler in ein Spannungssignal. Für die Strangströme des Stators wird die Verstärkung zu $A_S = U_A/I_E = 106,7 \text{ m}\Omega$ und für den Rotorstrom zu $A_R = 65,2 \text{ m}\Omega$ gewählt. Der in Abschnitt 5.3 vorgestellte Regler erfordert die Messung von Momentanwerten. Die nutzbare Auflösung der Messwerterfassungskarte beträgt in diesem Modus 2,44 mV/bit. Das entspricht bei der Statorstrommessung einer Stufe von $4 \cdot 2,44 \text{ mV}/106,7 \text{ m}\Omega = 91,6 \text{ mA}$ und bei der Rotorstrommessung von 150,0 mA.

Temperaturmessung

Die Temperaturmessung in den Maschinen wird durch die Temperatursensoren des Typs *LM335* bewerkstelligt. Je nach Hersteller wird bei einer Temperatur von 25 °C ein typischer Fehler von 2 bis 4 °C und ein auf den 25 °C-Wert bezogener Fehler über den gesamten Messbereich von 1 °C angegeben.

Die Sensoren bilden die absolute Temperatur linear auf ein Spannungssignal ab, wobei zwischen beiden Größen ein Proportionalitätsfaktor von 10 mV/°C besteht. Auf eine Anpassschaltung wird verzichtet, wodurch die nutzbare Auflösung 0,244 °C/bit beträgt. Aufgrund der Trägheit des Temperatursignals wird in der Auswertesoftware ein PT1-Filter mit einer Grenzfrequenz von 0,4 Hz zur Messwertglättung eingesetzt.

Drehmomentmessung

Die Drehmomentmesswelle besitzt einen Spannungsausgang, der ihren Messbereich von $\pm 150 \text{ Nm}$ linear auf $\pm 10 \text{ V}$ abbildet. Eine Anpassschaltung ist somit nicht notwendig. Das Werkskalibrierprotokoll der Messwelle weist einen Linearitätsfehler von 0,03 % und einen Hysteresefehler von 0,05 % bezogen auf den Nennwert auf. Das Drehmoment wird im Momentanwertmodus erfasst, wodurch die nutzbare Auflösung 36,6 mNm/bit beträgt.

Messung von Rotorposition und Drehzahl

Das Datenblatt des Resolvers gibt eine Genauigkeit von $10'$ an. Die Erzeugung und Auswertung der Resolver signale geschieht durch eine separate Platine, die

in [84] entwickelt wurde. Der auf der Karte eingesetzte Schaltkreis berechnet selbstständig den Rotorwinkel und daraus die Drehzahl und übergibt beide Werte an den DSP. Im DSP-Programm müssen lediglich die Zahlenformate dieser Werte angepasst und die Polpaarzahl der Maschine und des Resolvers berücksichtigt werden.

Bei der Stromregelung wird stets das zur Maschine gehörende Resolver-signal ausgewertet, damit Winkelfehler durch Torsion des Wellenstranges ausgeschlossen werden können. Bei der Drehzahlregelung wird das Drehzahl-signal der Lastmaschine verwendet.

Manueller Abgleich

Um die Offset- und Verstärkungsfehler der Messwandler und Anpassschaltungen bei der Strom- und Spannungsmessung zu minimieren, wurde bei der Inbetriebnahme des Prüfstandes ein manueller Abgleich aller Messkanäle durchgeführt. Dazu wurde jeder Sensor mit der entsprechenden Größe aus einer Laborquelle beaufschlagt und der am PC angezeigte Wert gegen den eines Referenzmessgeräts abgeglichen.

Bei den Temperaturmesskanälen wurden lediglich die Spannungseingänge der Messwerterfassungskarten abgeglichen. Ein Vergleich der Temperatursensoren zeigt Abweichungen von $< 1^\circ\text{C}$, die im Rahmen der angestrebten Messungen vernachlässigbar sind. Die gleiche Strategie wurde beim Messkanal für das Drehmoment angewendet.

Die Resolver wurden mittels des in [85] vorgestellten Verfahrens kalibriert, wodurch der Einfluss der Eisenverluste auf die Absolutposition eliminiert wird. Bei der FESM wurde der Abgleich mit Nennererregstrom durchgeführt. Die so ermittelte d-Achse entspricht der für die Regelung benötigten r-Achse. Der Abgleich der aHSM2 erfolgte ohne Erregstrom und lediglich basierend auf dem Permanentmagnetfluss, da nur so eine eindeutige Lage der d-Achse definiert ist. Diese fällt im stromlosen Zustand mit der negativen s-Achse zusammen (siehe Abbildung 3.8(d)).

Zur Totzeitkompensation ist der Resolverauswertung ein drehzahlabhängiger Korrekturblock im DSP-Programm nachgeschaltet, der manuell durch Messungen bei verschiedenen Drehzahlen kalibriert wurde.

Automatische Offsetkorrektur

Bei jedem Einschalten des Prüfstandes werden die Offsets derjenigen Messkanäle ermittelt und anschließend vom Messsignal subtrahiert, bei denen das

physikalisch möglich ist. Das ist dann der Fall, wenn sichergestellt ist, dass die entsprechende Größe exakt null ist. Dazu gehören die Statorspannungen und -ströme, der Rotorstrom und die Drehzahl¹⁸.

Obwohl auch das Drehmoment im stromlosen Stillstand null betragen sollte, sind durch rotorpositionsabhängige mechanische Verspannungen nennenswerte Drehmomente messbar, weshalb kein automatischer Abgleich möglich ist. Der Offset der Drehmomentmessung kann im Messbetrieb dennoch bestimmt und eliminiert werden, indem die Drehrichtung bei gleichem Drehzahlbetrag im Leerlauf umgekehrt wird und die gemessenen mittleren Drehmomente im Rechts- und Linkslauf miteinander verglichen werden. Diese Methode ist bei allen Messungen periodisch durchgeführt worden.

5.3 Stromregelung

Aus der Literatur sind verschiedene Stromregelverfahren für fremd- und hybridregte Maschinen bekannt. Weit verbreitet sind auf PI-Reglern basierende Methoden im rotorfesten Koordinatensystem [2, 35, 46, 86], doch auch andere Konzepte wie linear-quadratische Regler [87], Sliding Mode Regler [88], Mischungen aus I- und PI-Reglern im statorfesten System [89], Backstepping-Reglern [90] oder Model Predictive Control Reglern [91] kommen zum Einsatz. Dennoch weisen diese Methoden diverse Nachteile auf. Dazu gehört zum einen, dass das Nichtberücksichtigen magnetischer Nichtlinearitäten zu Überströmen und Instabilitäten führen kann [5]. Zum anderen sind die dynamischen Eigenschaften etwa von PI-Reglern schlechter als jene prädiktiver Regler [92]. Gerade fremderregte Maschinen mit ihren großen Rotorzeitkonstanten [87, 88] werden so unnötig ausgebremst. Im Falle der aHSM2 ist dies besonders gravierend, da hier unter Umständen beim Wechsel zwischen motorischen und generatorischen Betriebspunkten die Erregerstromrichtung umgekehrt werden muss. Für den Prüfstandsbetrieb ist es zudem wünschenswert, einen Regler zu haben, der sich leicht mittels FEM-Ergebnissen parametrieren lässt und mit diesem Datensatz ausreichend stabil läuft, sodass eine charakterisierende Messung durchgeführt werden kann.

Zur Vermeidung der genannten Nachteile wurde im Rahmen dieser Arbeit ein modellbasierter Regler entwickelt, der in [E9] vorgestellt und auf seine dynamischen Fähigkeiten hin untersucht wurde. Dabei handelt es sich um die Adaption eines in [93] entwickelten Verfahrens, das auf beliebige Synchronmaschinen mit

¹⁸Die Sicherstellung des Stillstands muss durch den Benutzer erfolgen.

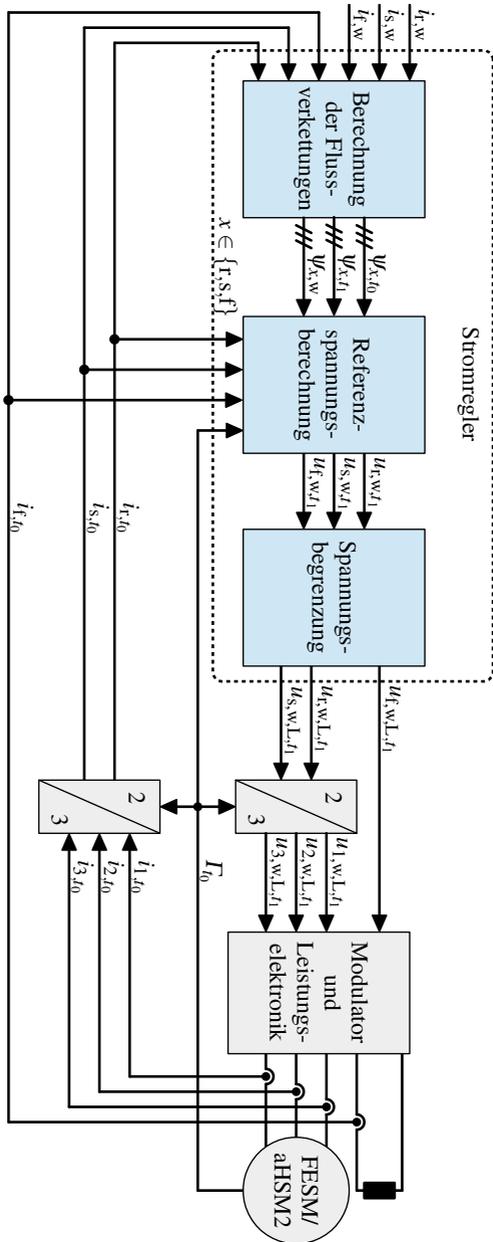


Abbildung 5.7: Blockdiagramm des Stromreglers und seiner Peripherie

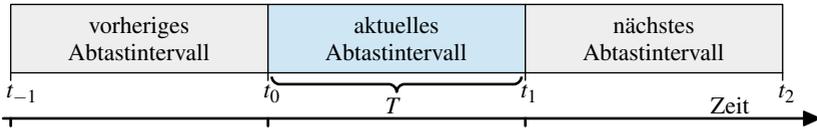


Abbildung 5.8: Timing-Diagramm des Stromreglers

zusätzlicher Fremderregung im Rotor erweitert wurde. Der Regler findet bei allen im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Messungen Anwendung, wobei in Unterabschnitt 6.4.1 von seiner Robustheit bei FEM-Parametrierung und in Abschnitt 6.5 von seiner Dynamik profitiert wird.

5.3.1 Struktur der Regelung

In Abbildung 5.7 ist der Signalflussplan des Regelalgorithmus gezeigt. Er berechnet diejenigen Spannungskomponenten, die an die Maschine angelegt werden müssen, damit die gewünschten Stromsollwerte $i_{x,w}$ mit $x \in \{r,s,f\}$ erreicht werden. Der Regler operiert dabei im rotorfesten r/s -System¹⁹. Dies macht die Verwendung der Parktransformation notwendig, die in einem Block zusammengefasst ist. Der hierfür notwendige Rotorlagewinkel Γ wird messtechnisch bestimmt. Als Bindeglied zwischen Regler und Maschine dient ein Modulator, der die angeschlossene Leistungselektronik mit Schaltsignalen versorgt.

Der Regelalgorithmus ist zeitdiskret und wird mit einer Periodendauer von $T = 125 \mu\text{s}$ ausgeführt. Ein schematisches Timing-Diagramm mit den relativ zum aktuellen Abtastintervall liegenden Zeitpunkten t_n mit $n \in \mathbb{Z}$ ist in Abbildung 5.8 gegeben. Zu Beginn jedes Abtastintervalls am Zeitpunkt t_0 werden alle relevanten Messwerte erfasst. Aus diesen werden in mehreren Schritten die Spannungskomponenten u_{x,w,L,t_1} berechnet, die während des kommenden Abtastintervalls zwischen t_1 und t_2 an den Maschinenklemmen angelegt werden müssen.

¹⁹Die Ausrichtung des d/q -Systems ist bei hybriden magnetisch asymmetrischen Maschinen vom Erregerstrom abhängig und im Allgemeinen nicht bekannt, siehe Abbildung 3.8.

5.3.2 Berechnung der Aussteuergrade

Der Regler führt drei Rechenschritte aus: die Berechnung der Flussverkettungen, die Berechnung der Referenzspannungen und die Spannungsbegrenzung. Diese Schritte werden im folgenden beschrieben.

Berechnung der Flussverkettungskomponenten

Um die erforderlichen Spannungskomponenten zu berechnen, die zur gewünschten Änderung der Stromkomponenten und damit der Flussverkettungskomponenten im Abtastintervall zwischen t_1 und t_2 führen, müssen die Flussverkettungskomponenten ψ_{x,t_1} zum Zeitpunkt t_1 bekannt sein. Da t_1 bei der Ausführung des Regelalgorithmus in der Zukunft liegt, müssen sie prädictiert werden [5]:

$$\begin{aligned} \psi_{r,t_1} = & \psi_{r,t_0} + T \frac{u_{r,t_0} - R_S i_{r,t_0} + \omega_0 \psi_{s,t_0}}{1 + \frac{1}{4} \omega_0^2 T^2} \\ & + T^2 \frac{\frac{1}{2} \omega_0 u_{s,t_0} - \frac{1}{2} \omega_0 R_S i_{s,t_0} - \frac{1}{4} \omega_0^2 \psi_{r,t_0}}{1 + \frac{1}{4} \omega_0^2 T^2} \end{aligned} \quad (5.1)$$

$$\begin{aligned} \psi_{s,t_1} = & \psi_{s,t_0} + T \frac{u_{s,t_0} - R_S i_{s,t_0} - \omega_0 \psi_{r,t_0}}{1 + \frac{1}{4} \omega_0^2 T^2} \\ & + T^2 \frac{-\frac{1}{2} \omega_0 u_{r,t_0} + \frac{1}{2} \omega_0 R_S i_{r,t_0} - \frac{1}{4} \omega_0^2 \psi_{s,t_0}}{1 + \frac{1}{4} \omega_0^2 T^2} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Die Rotorflussverkettung wird prädictiert durch:

$$\psi_{f,t_1} = \psi_{f,t_0} + T (u_{f,t_0} - R_R i_{f,t_0}) \quad (5.3)$$

Die Flussverkettungskomponenten ψ_{x,t_0} werden aus den Messwerten der Stromkomponenten i_{x,t_0} bestimmt, indem der Zusammenhang

$$f : \mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{R}^3, (i_r, i_s, i_f) \mapsto (\psi_r, \psi_s, \psi_f) \quad (5.4)$$

ausgenutzt wird. Diese Information ist aus vorangehenden FEM-Rechnungen oder Messungen bekannt und liegt im DSP als Lookup-Tabelle vor. Dies wird auch auf die Referenzstromkomponenten $i_{x,w}$ angewendet, um die korrespondierenden Referenzflussverkettungskomponenten $\psi_{x,w}$ zu erhalten.

In den Gleichungen (5.1) bis (5.3) wird die Stromänderung während des aktuellen Abtastintervalls vernachlässigt, da die Stromkomponenten i_{x,t_1} zum Berechnungszeitpunkt unbekannt sind.

Berechnung der Referenzspannungskomponenten

Nach der Berechnung der Flussverkettungskomponenten wird die Spannungsgleichung (2.1) im Zeitbereich gelöst, um die für die gewünschte Flussänderung benötigten Spannungskomponenten aller Achsen zu erhalten. Dabei müssen die dynamischen und ohmschen Spannungsanteile berücksichtigt werden. Um auf die Umkehrung der Flussverkettungsfunktionen verzichten zu können, die im ursprünglichen Verfahren in [5] benötigt werden, werden die Stromkomponenten i_{x,t_1} durch ihre Vorgängerwerte i_{x,t_0} ersetzt. Dadurch werden sowohl Rechenzeit als auch Speicherbedarf im DSP eingespart. Der Verlust an Genauigkeit kann bei Motoren vernachlässigt werden, deren ohmscher Spannungsabfall im Vergleich zu den übrigen Spannungsanteilen gering ist. Mit dieser Vereinfachung ergeben sich die Spannungskomponenten zu:

$$u_{r,w,t_1} = R_S i_{r,t_0} + \frac{\Delta \Psi_{r,w,t_1}}{T} - \omega_{t_0} \left(\psi_{s,t_1} + \frac{1}{2} \Delta \psi_{s,w,t_1} \right) \quad (5.5)$$

$$u_{s,w,t_1} = R_S i_{s,t_0} + \frac{\Delta \Psi_{s,w,t_1}}{T} + \omega_{t_0} \left(\psi_{r,t_1} + \frac{1}{2} \Delta \psi_{r,w,t_1} \right) \quad (5.6)$$

$$u_{f,w,t_1} = R_R i_{f,t_0} + \frac{\Delta \Psi_{f,w,t_1}}{T} \quad (5.7)$$

Hierbei bezeichnet $\Delta \Psi_{x,w,t_1}$ die noch fehlende Flussverkettung:

$$\Delta \Psi_{x,w,t_1} = \Psi_{x,w} - \Psi_{x,t_1}; \quad x \in \{r,s,f\} \quad (5.8)$$

Spannungsbegrenzung

Liegen die mit den Gleichungen (5.5) bis (5.7) berechneten Spannungskomponenten innerhalb ihrer jeweiligen Grenzen, können sie im nächsten Abtastintervall ohne Einschränkung gestellt werden. Im Rahmen der Vereinfachungen wird dadurch ein Dead-Beat-Schritt ausgeführt, der zu einer direkten Einregelung des Sollstroms führt. Liegt jedoch mindestens eine Spannung außerhalb der Grenzen, muss eine geeignete Spannungsbegrenzung durchgeführt werden.

Dabei müssen alle drei Achsen gemeinsam betrachtet werden. Dies liegt daran, dass alle drei Achsen magnetisch gekoppelt sind. Das gilt insbesondere für die r-

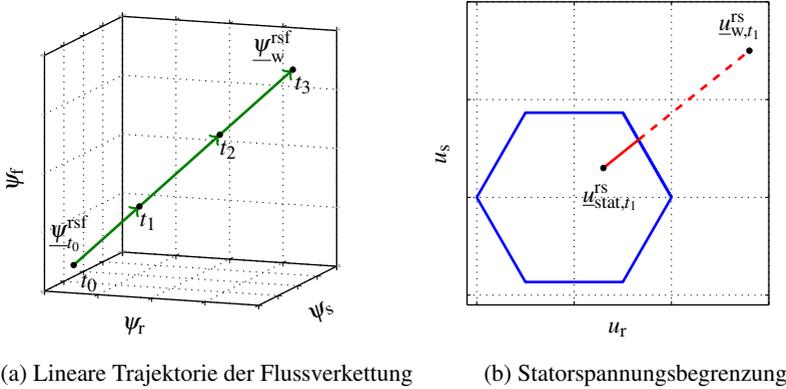


Abbildung 5.9: Änderungen der Flussverkettung (—), Spannungsgrenze (—), stellbare (—) und fehlende (---) Spannungsdifferenz

und die f-Achse, die sich den Großteil des magnetischen Flusses teilen und daher als einphasiger Transformator aufgefasst werden können. Würden die betroffenen Spannungskomponenten separat begrenzt werden, hätte dies Auswirkungen auf die Stromkomponenten aller drei Achsen, die dann ihrerseits ihre zulässigen Werte überschreiten könnten.

Eine geeignete Methode dies zu verhindern ist es, die für die Stromänderung verantwortlichen Spannungsanteile in allen drei Achsen stets um den gleichen relativen Betrag zu verändern. Dadurch resultiert in der Flussverkettungsebene eine lineare Trajektorie, wie sie beispielhaft in Abbildung 5.9(a) eingezeichnet ist.

Für diese Methode wird ein Reduktionsfaktor k eingeführt:

$$k = \frac{\Delta \psi_{x,\max,t_1}}{\Delta \psi_{x,w,t_1}} = \frac{\Delta \psi_{x,\max,t_1}}{\psi_{x,w} - \psi_{x,t_1}} \quad (5.9)$$

Hierbei gilt $k \in]0,1]$ und $\Delta \psi_{x,\max,t_1}$ entspricht der größtmöglichen Änderung der Flussverkettung, ohne dass eine der Spannungsgrenzen erreicht wird. Die praktische Umsetzung geschieht durch eine Fallunterscheidung:

- Wenn nur die Rotorspannungsgrenze überschritten wird, berechnet sich die maximale erlaubte Flussverkettungsänderung $\Delta\psi_{f,\max,t_1}$ mit der Erregerspannungsgrenze $u_{f,\max}$ zu

$$\Delta\psi_{f,\max,t_1} = T \left(\text{sgn}(u_{f,w,t_1}) \cdot u_{f,\max} - R_R \dot{i}_{f,t_0} \right). \quad (5.10)$$

- Der Fall, in dem nur die Statorspannungsgrenze überschritten wird, ist in Abbildung 5.9(b) dargestellt. Hier muss die mittlere stationäre Statorspannung $\underline{u}_{\text{Stat},t_1}^{\text{rs}} = u_{r,\text{stat},t_1} + j u_{s,\text{stat},t_1}$ im Abtastintervall zwischen t_1 und t_2 berechnet werden, die von der berechneten Referenzspannung abgezogen wird. Die so erhaltene Differenz entspricht dem stromändernden Spannungsanteil. Da die Mittelwerte der Strom- und Flussverkettungskomponenten unbekannt sind, wird die mittlere Spannung mittels

$$u_{r,\text{stat},t_1} = R_S \dot{i}_{r,t_0} - \omega_{l_0} \psi_{s,t_1} \quad (5.11)$$

$$u_{s,\text{stat},t_1} = R_S \dot{i}_{s,t_0} + \omega_{l_0} \psi_{r,t_1} \quad (5.12)$$

angenähert.

Die geometrische Verbindung in Abbildung 5.9(b) zwischen dem Punkt $\underline{u}_{\text{Stat},t_1}^{\text{rs}}$ und dem Punkt $\underline{u}_{w,t_1}^{\text{rs}}$ in der r/s -Ebene entspricht der flussverkettungsändernden Spannung. Abhängig von der Art der Statorspannungsbegrenzung²⁰ wird ein Schnittpunkt zwischen dieser Linie und der Spannungsgrenze (blau) berechnet. Der relative Abstand vom Punkt $\underline{u}_{\text{Stat},t_1}^{\text{rs}}$ zu diesem Schnittpunkt entspricht k .

- Wenn beide Spannungsgrenzen überschritten werden, werden beide oben genannten Berechnungen durchgeführt. Anschließend wird der niedrigere Wert für k gewählt, da andernfalls eine Spannungsgrenze überschritten würde.

Die Spannungsgleichungen lauten damit:

$$u_{r,w,L,t_1} = R_S \dot{i}_{r,t_0} + \frac{k \cdot \Delta\psi_{r,w,t_1}}{T} - \omega_{l_0} \left(\psi_{s,t_1} + \frac{1}{2} k \cdot \Delta\psi_{s,w,t_1} \right) \quad (5.13)$$

$$u_{s,w,L,t_1} = R_S \dot{i}_{s,t_0} + \frac{k \cdot \Delta\psi_{s,w,t_1}}{T} + \omega_{l_0} \left(\psi_{r,t_1} + \frac{1}{2} k \cdot \Delta\psi_{r,w,t_1} \right) \quad (5.14)$$

$$u_{f,w,L,t_1} = R_R \dot{i}_{f,t_0} + \frac{k \cdot \Delta\psi_{f,w,t_1}}{T} \quad (5.15)$$

²⁰Im Rahmen dieser Arbeit wird die Statorspannung auf ein Sechseck begrenzt. Dadurch wird der Aussteuerbereich des Umrichters optimal ausgenutzt.

5.3.3 Betriebsaspekte

Wird der vorgestellte Algorithmus unverändert auf dem Prüfstand implementiert, können mehrere unerwünschte Effekte auftreten, die sich jedoch leicht beheben lassen:

- Durch Messrauschen und Oberwelleneffekte sind alle Messwerte mit einem Fehlersignal überlagert. Das sorgt dafür, dass der Algorithmus stets versucht, dieses auszureguln. Insbesondere die Erregerspannung oszilliert so stets zwischen der positiven und negativen Spannungsgrenze hin und her, was zu Geräuschen und möglicherweise größeren Verlusten führt. Dieses Verhalten kann dadurch eingedämmt werden, dass der dynamische Spannungsanteil im stationären Betrieb um einen festen Faktor reduziert wird. Der stationäre Betrieb kann durch Differenzbildung aus den Soll- und Istwerten aller Stromkomponenten detektiert werden. Bei Sollwertsprüngen wird die Begrenzung außer Kraft gesetzt, damit die Dynamik des Reglers nicht eingeschränkt wird.
- Ist die zur Spannungsberechnung verwendete Beziehung zwischen Strom und Flussverkettung gemäß Gleichung (5.4) aufgrund von Messungenauigkeiten oder Abweichungen zwischen FEM-Modell und Prototyp fehlerhaft, treten neben nichtlinearen Trajektorien in der Flussverkettungsebene [E9] auch stationäre Regelabweichungen auf. Letztere können durch den Einsatz zusätzlicher langsamer I-Regler vermieden werden.
- Bezüglich der Wahl der Stromsollwerte muss darauf geachtet werden, dass die korrespondierende stationäre Spannung $\underline{u}_{\text{stat},1}^{\text{rs}}$ innerhalb der Spannungsgrenze liegt. Andernfalls ist kein stabiler Betrieb möglich.

6

Messergebnisse

Die in diesem Kapitel vorgestellten Messergebnisse dienen zwei Zielen. Zum einen wird damit die in Kapitel 4 vorgestellte und verwendete Berechnungsmethode validiert, wodurch die auf Simulationsergebnissen beruhenden Aussagen untermauert werden. Zum anderen werden die Leistungsfähigkeit und der Wirkungsgrad der aHSM2 direkt mit der FESM als konventionelle Maschine mit der größten baulichen Übereinstimmung verglichen, wodurch belastbare Aussagen zum Maschinenkonzept getroffen werden können.

Der erste Abschnitt dieses Kapitels beschreibt die verschiedenen durchgeführten Messungen und die dafür verwendeten Konfigurationen des Versuchsaufbaus. Die gewonnenen Messergebnisse werden in den darauf folgenden fünf Abschnitten diskutiert. Diese Abschnitte sind jeweils auf einen bestimmten Gesichtspunkt der Maschineneigenschaften ausgerichtet.

6.1 Versuchsaufbau und Messreihen

Alle Messungen basieren auf dem Verbundbetrieb beider Maschinen. Die nicht der Messung unterliegende Maschine ist dabei als Lastmaschine konfiguriert, die über einen Drehzahlregler eine feste Wellendrehzahl einprägt. Für den Drehzahlregler wird ein PI-Regler verwendet, dem zur Verbesserung der Dynamik die umgesetzte Leistung vorgesteuert wird. Der Drehzahlregler berechnet Stromsollwerte $i_{r,w}$, $i_{s,w}$ und $i_{f,w}$, die dem in Abschnitt 5.3 besprochenen unterlagerten Stromregler übergeben werden.

Abhängig von der Art der Messung wird der Prüfling unterschiedlich belastet, was in den folgenden beiden Unterabschnitten besprochen wird. Zwecks Vergleichbarkeit wird jede Messung sowohl mit der FESM als auch mit der aHSM2 als Prüfling durchgeführt. Obwohl die Maschinen für eine Maximaldrehzahl von 5000 min^{-1} ausgelegt sind, werden zur Minimierung des Zerstörungsrisikos alle Messungen lediglich bis 3000 min^{-1} durchgeführt.

6.1.1 Leerlauf- und Kurzschlussversuche

Bei Leerlauf- und Kurzschlussversuchen werden der Stator- und der Rotorumrichter des Prüflings nicht gebraucht. Der Anschluss des Bürstensystems ist dann vom Erregerumrichter getrennt (siehe Abbildung 5.6) und über ein stromgeregeltes Labornetzteil mit einem konstanten Erregerstrom gespeist. Die Messung der Statorgrößen erfolgt abhängig vom Versuch:

- Bei Leerlaufversuchen werden die Außenleiterspannungen über die Messelektronik des Prüfstands gemessen. Die prüflingsseitige Drehstrombrücke ist deaktiviert.
- Bei Kurzschlussversuchen wird ein dreiphasiger Kurzschluss über einen kurzen Kabelsatz am Klemmbrett herbeigeführt. Die Phasenströme der Maschine werden über Strommesszangen und ein Oszilloskop gemessen. Die Versorgungsleitung zum Prüfstand ist aufgetrennt.

Der Leerlaufversuch dient zur Feststellung der vom Rotor induzierten Spannung und dem Abschätzen von Reibungs- und Eisenverlusten im Leerlauf. Das Ziel des Kurzschlussversuchs ist das Ermitteln des dabei auftretenden Kurzschlussstroms und des Bremsmoments, die für den sicheren Betrieb des Antriebssystems entscheidend sind. Es ist möglich, aus der Kurzschlussmessung weitere Parameter wie den wirksamen Statorwiderstand oder die Anisotropie zu bestimmen [77]. Darauf wird hier allerdings verzichtet, da diese Werte durch andere Messungen ermittelt werden.

6.1.2 Versuche unter definierter Last

Um beliebige Arbeitspunkte einstellen zu können, wird auch der Prüfling vom Umrichter gespeist. Dem prüflingsseitigen Stromregler werden von der Messroutine direkt die Stromsollwerte $i_{r,w}$, $i_{s,w}$ und $i_{f,w}$ vorgegeben, die mit der von der Belastungsmaschine eingepprägten Drehzahl den Lastpunkt definieren. Diese Art der Messung wird zur Bestimmung der Flussverkettungs- und Wirkungsgradkennfelder durchgeführt.

Die Messwerterfassung wird bei diesem Versuchstyp vollständig vom Prüfstand durchgeführt. Dies liegt zum einen an der Menge an Betriebspunkten, die durch eine automatisierte Messroutine sequentiell abgearbeitet wird. Zum anderen erfordert dies die große Zahl gleichzeitig zu erfassender Messgrößen, die ohne zeitlichen Versatz in hoher Auflösung ermittelt werden müssen.

6.2 Einzelverluste

6.2.1 Ohmsche Verluste

Zur Bestimmung des Rotor- und Statorwiderstands wurde eine Vierpunktmessung mit einem Gleichstrom von 5 A bei einer Raumtemperatur von 20 °C durchgeführt. Aufgrund mehrtägiger Lagerung der Maschinen im Labor kann davon ausgegangen werden, dass diese Temperatur auch der Temperatur der Stator- und Rotorwicklung entspricht. Die durch das ohmsche Gesetz erhaltenen Widerstandswerte sind in Tabelle 6.1 aufgeführt.

Der Strangwiderstand des Stators wurde ermittelt, indem die Stromquelle und die Spannungsmessung direkt an den Polen der drei Strangwicklungen im Klemmenkasten angebracht wurden. Die insgesamt sechs Widerstandswerte der beiden Statoren werden gemittelt und ein resultierender mittlerer Statorwiderstand von $R_{S,20^{\circ}\text{C}} = 0,935 \Omega$ berechnet. Die zwischen beiden Statoren festgestellte Abweichung von 0,43 %, die gemäß Gleichung (4.14) einem Temperaturunterschied von etwa 1,1 °C entspricht, wird unter der Annahme der Baugleichheit vernachlässigt.

Die Rotorwiderstandsmessung wurde an den Anschlusskabeln des Bürstensystems durchgeführt, die in Abbildung 5.6 markiert sind. Bei der Messung wurde der Rotor gedreht, um eine mögliche Positionsabhängigkeit zu eliminieren. Aufgrund der unterschiedlichen Wickelfenster werden die gemessenen Werte des Wicklungswiderstands nicht zwischen beiden Rotoren gemittelt.

Die gemessenen Werte des Rotorwiderstands sind im Vergleich zum berechneten Wert aus Gleichung (A.51) um etwa 20 % höher. Dies kann zum einen

	$R_{L1,N}$	$R_{L2,N}$	$R_{L3,N}$	R_R
FESM	0,936 Ω	0,938 Ω	0,938 Ω	1,250 Ω
aHSM2	0,932 Ω	0,934 Ω	0,934 Ω	1,266 Ω

Tabelle 6.1: Messwerte des Widerstands bei einer Raumtemperatur von 20 °C

auf den nicht ideal rechteckigen Querschnitt des Drahtes der Erregerwicklung und zum anderen auf ohmsche und Kontaktwiderstände des Schleifringssystems und der Kontakte zurückgeführt werden [77]. Da eine Charakterisierung des Schleifringssystems nicht im Fokus der Messungen steht, werden die gemessenen Werte als rein ohmsche Widerstände betrachtet, deren Temperaturabhängigkeit durch Gleichung (4.14) beschrieben wird.

6.2.2 Reibungsverluste

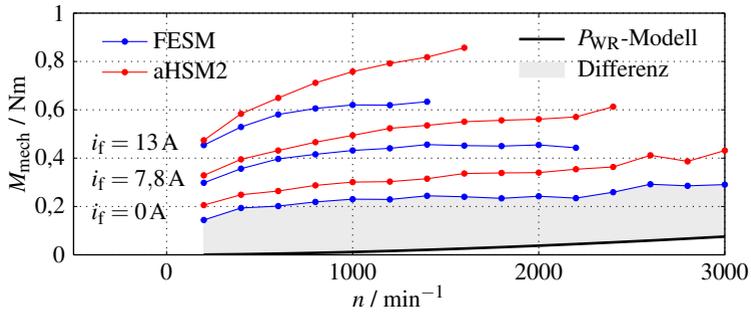
Zur Bestimmung der Reibungs- und Eisenverluste im Leerlauf wurde für beide Maschinen eine Leerlauf-Messreihe durchgeführt, bei der die Drehzahl und der Erregerstrom des Prüflings variiert und das an der Drehmomentmesswelle gemessene Drehmoment aufgezeichnet wurden. Mittels Gleichung (4.11) kann das Drehmoment in eine Verlustleistung umgerechnet werden, die durch die Lastmaschine gedeckt werden muss.

Die Drehzahl wurde zwischen 200 und 3000 min^{-1} in 200 min^{-1} -Schritten und der Erregerstrom zwischen 0 und $15,6 \text{ A}$ in $2,6 \text{ A}$ -Schritten²¹ variiert. Da bei dieser Messung nur geringe Ausschläge an der Drehmomentmesswelle registriert werden, ist der Einfluss des Offsets der Messkette hier besonders zu berücksichtigen. Zu seiner Eliminierung wurde jeder Lastpunkt in beiden Drehrichtungen gemessen und das Ergebnis gemittelt.

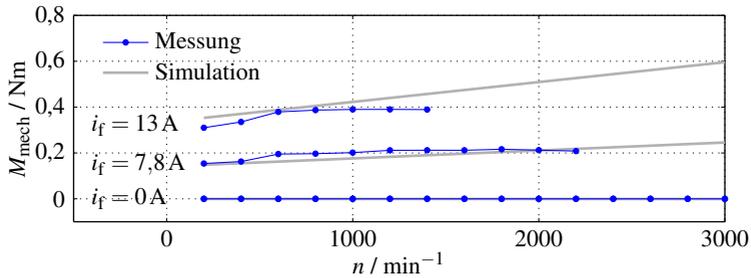
Das Ergebnis der Messreihe ist in Abbildung 6.1(a) für eine Auswahl an Erregerströmen dargestellt. Da nur die FESM bei stromlosem Rotor vollständig feldfrei ist, sind die Reibungsverluste nur für diese Maschine direkt zu bestimmen. Die untere blaue Kurve entspricht dem zu den Reibungsverlusten korrespondierenden Drehmoment.

Das in der Simulation verwendete Reibungsverlustmodell aus Unterabschnitt 4.2.2 liefert das schwarz eingezeichnete Drehmoment. Die Differenz zwischen Messung und Modell ist grau markiert. Es fällt auf, dass das Verlustmodell deutlich von den Messwerten abweicht. Während die Steigungen von Modell und Messung näherungsweise übereinstimmen, liegt die gemessene Kurve stets etwa $0,2 \text{ Nm}$ höher. Diese Abweichung rührt von der Lager- und Bürstenreibung her, die ein von der Drehzahl näherungsweise unabhängiges Verlustdrehmoment hervorrufen [8, 77] und durch die Modellgleichung (4.6) nicht abgebildet werden. Dennoch sind die absoluten Fehler von maximal $0,23 \text{ Nm}$ bei 2600 min^{-1} bzw. $67,6 \text{ W}$ bei 3000 min^{-1} akzeptabel, da sie die elektromagnetische Auslegung der Rotorgeometrie nicht beeinflussen.

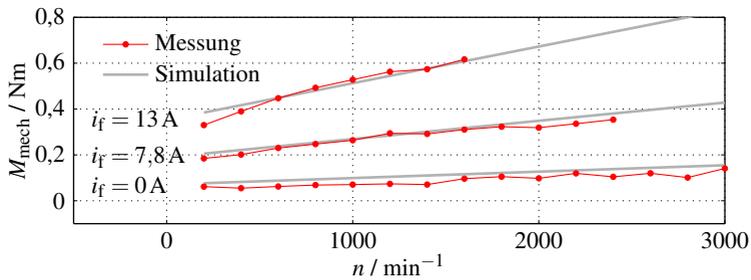
²¹ $15,6 \text{ A}$ entsprechen $1,2 I_{R,N}$, $2,6 \text{ A}$ entsprechen $0,2 I_{R,N}$.



(a) Messung des Wellenmoments im Leerlauf



(b) Drehmoment durch Eisenverluste bei der FESM



(c) Drehmoment durch Eisenverluste bei der aHSM2

Abbildung 6.1: Drehmoment durch Eisen- und Reibungsverluste im Leerlauf

Da die Messbarkeit aufgrund der Vormagnetisierung bei der aHSM2 nicht gegeben ist, werden für diese Maschine dieselben Reibungsverluste angenommen. Die tatsächlichen Reibungsverluste können jedoch durch die unterschiedliche Rotorform und Lagerbelastung abweichen.

6.2.3 Eisenverluste

Durch Subtraktion des gemessenen Reibmoments der FESM von den in Abbildung 6.1(a) gezeigten Messdaten kann das durch Eisenverluste erzeugte Drehmoment ermittelt werden. Dieses Drehmoment ist in Abbildung 6.1(b) für die FESM und in Abbildung 6.1(c) für die aHSM2 eingetragen. Zusätzlich sind die in Drehmomente umgerechneten Eisenverluste des FEM-parametrierten Modells nach Gleichung (4.1) eingezeichnet.

Für beide Maschinen wird eine gute Übereinstimmung zwischen Modell und Messung erreicht, ohne die in der Praxis häufig zu beobachtenden Abweichungen. Die Gründe hierfür können einerseits am geringeren magnetischen Fluss im Vergleich zum Nennpunkt liegen. Andererseits ist die Statorwicklung stromlos, wodurch zusätzliche Verluste durch Statoroberfelder, Wickelkopfstreuung oder Stromverdrängung wegfallen. Die Annahme gleicher Reibungsverluste für beide Maschinen hat keinen signifikanten Einfluss auf das Ergebnis.

Im Vergleich zur FESM weist die aHSM2 größere Eisenverluste auf, die sowohl in der Simulation bestehen als auch in der Praxis nachgewiesen werden können. Zwar ist die Grundwelle der aHSM2 bei Nennerregung gemäß Tabelle A.1 geringer, der Oberwellengehalt des Luftspaltfelds ist nach Abbildung 4.9(a) jedoch deutlich größer und für die größeren Eisenverluste verantwortlich.

6.3 Leerlauf und Kurzschluss

6.3.1 Induzierte Spannung

Die Auswirkungen des in Abbildung 4.9(a) gezeigten Luftspaltfelds beider Maschinen auf die induzierte Außenleiterspannung u_{LL} ist in Abbildung 6.2 zu sehen. Dazu wurde der Rotor von der Lastmaschine auf eine Drehzahl von $468,75 \text{ min}^{-1}$ beschleunigt. Bei dieser Geschwindigkeit erfasst das Messsystem 512 Spannungsmesspunkte pro elektrischer Periode.

Mit $142,7 \text{ V}$ beträgt die Grundwellenamplitude der aHSM2 nur $85,2 \%$ der Amplitude der FESM, die einen Wert von $167,5 \text{ V}$ erreicht. Das Oberwellenspektrum der aHSM2 ist hingegen ausgeprägter und enthält höhere Harmonische.

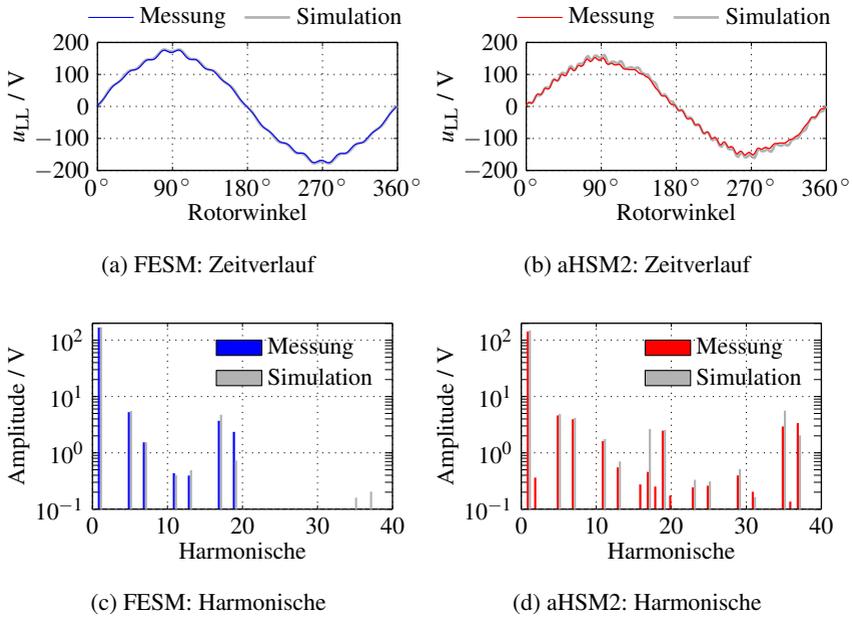


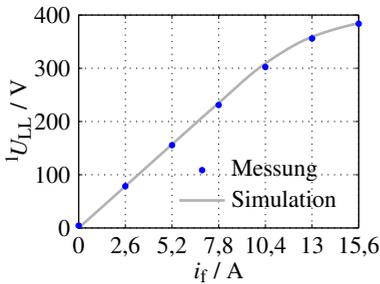
Abbildung 6.2: Zeitverlauf der im Leerlauf induzierten Außenleiterspannung u_{LL} beider Maschinen bei Nennerregung und einer Drehzahl von $n = 468,75 \text{ min}^{-1}$

Abhilfe können Maßnahmen wie etwa Schrägung [26] oder Staffelung [94] schaffen.

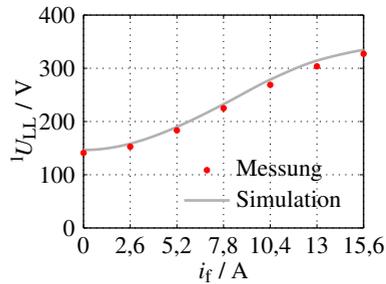
Ein Vergleich mit der Simulation zeigt im Zeitbereich eine sehr hohe Deckung der Kurven. Aus der Darstellung im Frequenzbereich geht hervor, dass die Oberschwingungen beider Maschinen in ihrer Amplitude und Ordnungszahl größtenteils korrekt vorhergesagt werden.

Die berechneten Grundwellen sind bei beiden Maschinen minimal größer, was insbesondere bei aHSM bereits im Zeitverlauf erkennbar ist. Die Ursache hierfür kann durch Variation des Erregerstroms ermittelt werden. Dazu werden die bei der Ermittlung der Reibungsverluste aufgezeichneten Spannungswerte bei einer Wellendrehzahl von 1400 min^{-1} herangezogen. In Abbildung 6.3 sind die simulierten und gemessenen Grundwellenamplituden der induzierten Spannungen für beide Maschinen aufgetragen.

Bei der aHSM2 tritt bei allen Erregerströmen eine Abweichung auf, die im Mittel 3,3 % beträgt. Das lässt darauf schließen, dass die Permanentmagnete die



(a) FESM



(b) aHSM2

Abbildung 6.3: Grundwelle der im Leerlauf induzierten effektiven Außenleiterspannung U_{LL} beider Maschinen bei einer Drehzahl von $n = 1400 \text{ min}^{-1}$ und Variation des Erregerstroms i_f

erwartete Flussdichte nicht erreichen oder die Reduktion der Flussdichte an den abgerundeten Kanten der Magnete eine Rolle spielt.

Bei beiden Maschinen fällt weiterhin auf, dass die gemessene Spannung bei den Messpunkten $i_f = 10,4 \text{ A}$ und $i_f = 13 \text{ A}$ die größte Abweichung nach unten aufweist. Dieser Effekt kann durch ungenaue Magnetisierungskurven des Elektrolechs hervorgerufen werden, die das Sättigungsverhalten nicht korrekt abbilden.

6.3.2 Stationärer Kurzschluss

Die Ergebnisse des bei Nennerregung durchgeführten Kurzschlussversuchs können Abbildung 6.4 entnommen werden. Bei beiden Maschinen baut sich der effektive Kurzschlussstrom I_K mit steigender Drehzahl auf. Bei der FESM wird bereits ab etwa 200 min^{-1} der simulativ bestimmte Endwert von $9,6 \text{ A}$ erreicht. Bei der aHSM2 steigt der Wert auch noch im Bereich von 1000 min^{-1} weiter an, wobei der simulierte Endwert bei hoher Drehzahl mit $11,4 \text{ A}$ etwas höher als bei der FESM liegt.

Der Kurzschlussstrom wird in der Statorwicklung in Wärme umgesetzt, wodurch an der Welle ein bremsendes Drehmoment entsteht. Dieses ist bei beiden Maschinen bei 70 min^{-1} am größten und erreicht bei der FESM einen Wert von $-23,6 \text{ Nm}$, bei der aHSM2 einen Wert von $-13,2 \text{ Nm}$. Im Fehlerfall eines Fahrtriebs zeigt die aHSM damit ein deutlich gutmütigeres Verhalten als die FESM, da die Fahrstabilität wegen des geringeren Bremsmoments erheblich

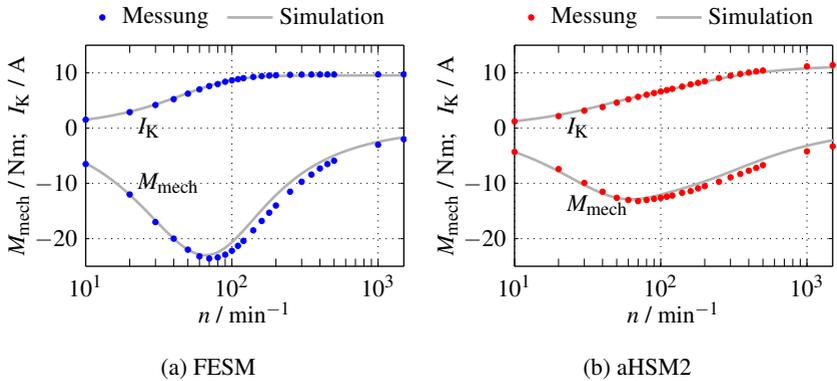


Abbildung 6.4: Kurzschlussstrom und Kurzschlussmoment beider Maschinen über der Drehzahl bei Nennerregung

weniger beeinträchtigt wird. Da das Bremsmoment jedoch von der Erregung abhängt, tritt es bei abgeschaltetem Erregerstrom bei der FESM gar nicht auf. Bei der aHSM2 sorgen die Permanentmagnete hingegen weiterhin für ein Bremsmoment.

Die gemessenen und simulierten Kurven liegen in Abbildung 6.4 nahe beieinander. Lediglich das Minimum des Bremsmoments wird in der Simulation für beide Maschinen bei einer etwas zu kleinen Drehzahl vorhergesagt, wodurch der anschließende Verlauf leicht abweichend ist. Eine Ursache kann der durch Temperatur oder Stromverdrängungseffekte vergrößerte Statorwiderstand bei der Messung sein [77].

6.4 Stationärer Betrieb

Zur Charakterisierung des stationären Betriebsverhaltens der Prototypen wurden beide Maschinen einer Messroutine unterworfen, bei der der Prüfling mit verschiedenen Stromlastpunkten beaufschlagt wurde. Der Stator- und der Rotorstrombetrag wurden zwischen 0 und 120 % ihres jeweiligen Nennstroms in 20 %-Schritten und der Vorsteuerwinkel des Statorstromraumzeigers in Schritten von $22,5^\circ$ variiert. Damit ergeben sich für die FESM 679 und für die aHSM2 wegen der Berücksichtigung negativer Erregerströme 1261 Messpunkte. Die drehzahlgezielte Lastmaschine stellt eine Wellendrehzahl von 1000 min^{-1} sicher.

An jedem Messpunkt wurden die Verläufe von Strom und Spannung sowie das gemessene Drehmoment aufgezeichnet. Daraus können die Flussverkettungskennfelder berechnet und das Maschinenverhalten in der Stromebene dargestellt werden. Nicht zuletzt kann basierend auf diesen Daten die Funktionsfähigkeit der magnetischen Asymmetrie nachgewiesen werden.

Bei der Messung wird angenommen, dass sich die Eisenverluste lediglich auf das abgegebene Wellenmoment auswirken und keinen Einfluss auf die gemessenen elektrischen Größen haben.

6.4.1 Flussverkettungskennfelder

Die Flussverkettungskomponenten der einzelnen Achsen werden auf unterschiedlichem Wege durch Auswerten der Spannungsgleichung (2.1) gelöst, die für die r- und s-Achse des Stators mit $\omega^K = \omega$ und für die f-Achse des Rotors mit $\omega^K = 0$ lautet:

$$u_r = R_S i_r + \frac{d\psi_r}{dt} - \omega \psi_s \quad (6.1)$$

$$u_s = R_S i_s + \frac{d\psi_s}{dt} + \omega \psi_r \quad (6.2)$$

$$u_f = R_R i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \quad (6.3)$$

Berechnung der Rotorflussverkettung

Aufgrund des fehlenden rotatorischen Anteils in der Erregerachse muss bei der Bestimmung der Rotorflussverkettung der Zeitverlauf der Rotorspannung ausgewertet werden:

$$\psi_f(i_{r,w}, i_{s,w}, i_{f,w}) = \int_{t_0}^{t_1} u_f(t) - R_R i_f(t) dt + \psi_f(t_0) \quad (6.4)$$

Der Einfachheit halber wird eine Messung im Leerlauf gestartet, sodass zum Zeitpunkt t_0 im Idealfall für die Stromkomponenten $i_r(t_0) = i_s(t_0) = i_f(t_0) = 0$ und zum Zeitpunkt t_1 $i_r(t_1) = i_{r,w}$, $i_s(t_1) = i_{s,w}$ und $i_f(t_1) = i_{f,w}$ gilt. Der Wert $\psi_f(t_0)$ kann für beide Maschinen stets als null angenommen werden, da die f-Achse im stromlosen Zustand aufgrund der orthogonalen Anordnung der Permanentmagnete nicht magnetisiert ist.

Ein beispielhafter Messpunkt ist in den Abbildungen 6.5(a) und 6.5(b) gezeigt. Beginnend im stromlosen Zustand erhält der Stromregler zum Zeitpunkt $t = 0$

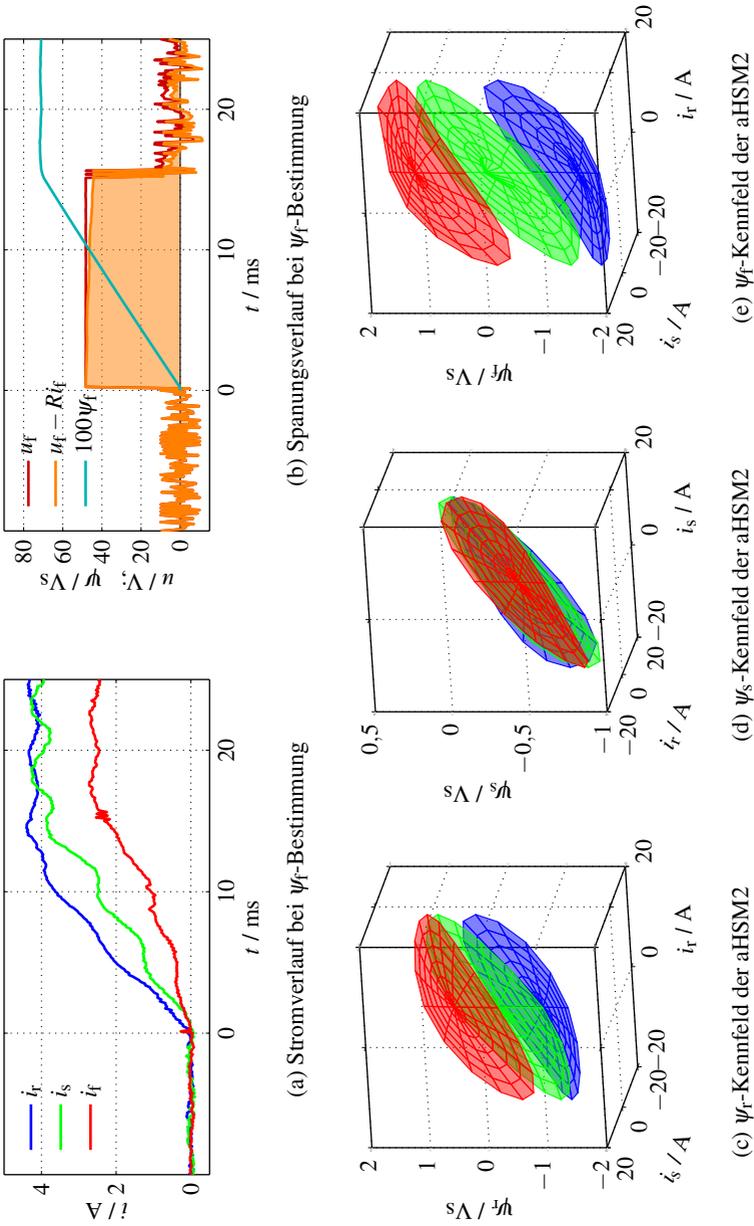


Abbildung 6.5: ψ_f -Bestimmung (oben) und gemessene Kennfelder (unten) für $i_f = +13$ A (rot), $i_f = 0$ A (grün), $i_f = -13$ A (blau)

die Sollwerte $i_{r,w}$, $i_{s,w}$ und $i_{t,w}$, die er in diesem Beispiel nach ca. 15 ms eingeregelt hat. Das Ende des Sprungs wird durch die Auswertesoftware durch den letzten Zeitpunkt definiert, an dem die Erregerspannung begrenzt wird.

Die Bestandteile der Gleichung (6.4) sind in Abbildung 6.5(b) dargestellt. Von dem in rot eingezeichneten Spannungsmesswert der Erregerspannung wird der ohmsche Anteil²² abgezogen, wobei die orangene Kurve resultiert. Die orange markierte Fläche unter dieser Kurve entspricht der Rotorflussverkettung, die durch Integration erhalten wird (türkis). Nach dem Einregeln der Sollströme ändert sich die Rotorflussverkettung aufgrund von Oberwelleneffekten, der Einfluss wird jedoch vernachlässigt.

Wegen der in Unterabschnitt 5.3.3 angesprochenen Eigenschaften des Reglers weichen die eingeregelteten Stromwerte direkt nach dem Sprung geringfügig von den tatsächlichen Sollwerten ab. Durch den I-Regler werden die tatsächlichen Sollwerte erst für $t \gg 15$ ms erreicht. Da der verwendete integrierende Ansatz bei der Bestimmung der Rotorflussverkettung jedoch anfällig für Offsetfehler bei der Messung ist, die sich über lange Messzeiträume aufsummieren, wird der berechnete ψ_r -Wert mit den tatsächlichen zum Zeitpunkt t_1 eingeregelteten Stromwerten gespeichert. Im Anschluss an die Messung werden die Flussverkettungswerte an den gewünschten Stützstellen durch Interpolation ermittelt. Aufgrund der Nähe zu den gewünschten Stützstellen und der hohen Dichte an Messpunkten kann von einem geringen Fehler durch die Interpolation ausgegangen werden.

Berechnung der Statorflussverkettung

Die Flussverkettungskomponenten der Statorachsen werden im stationären Zustand direkt durch Umstellung der Gleichungen (6.1) und (6.2) ermittelt, wobei die Ableitungen nach der Zeit im Mittel null sind:

$$\psi_r = \frac{1}{\omega} (u_s - R_S i_s) \quad (6.5)$$

$$\psi_s = \frac{1}{\omega} (-u_r + R_S i_r) \quad (6.6)$$

Dank des rotatorischen Spannungsanteils kann die störanfällige Auswertung des dynamischen Sprungs entfallen. Um auf eine Interpolation verzichten zu

²²Der dafür notwendige Rotorwiderstand wird erhalten, indem nach Erreichen des stationären Zustands der Mittelwert der Rotorspannung über eine elektrische Periode durch den Mittelwert des Rotorstroms dividiert wird.

können, werden nach jedem Sprung erneut Messwerte erfasst, sobald die gewünschten Stromwerte tatsächlich eingeregelt sind. Zur Eliminierung von Oberwelleneffekten werden die Spannungs-, Strom- und Drehzahlmesswerte über acht elektrische Perioden gemittelt. Der Statorwiderstand wird aus der Wickelkopftemperatur und Gleichung (4.14) bestimmt, wobei angenommen wird, dass die Wickelkopftemperatur der mittleren Wicklungstemperatur entspricht. Die so ermittelten Flussverkettungskennfelder sind für die aHSM2 in den Abbildungen 6.5(c) bis 6.5(e) für die drei Achsen und drei beispielhafte Erregerströme gezeigt. Aufgrund des besseren magnetischen Leitwerts in der r-Achse ist der Gradient der Flussverkettung steiler als in der s-Achse. Durch die starke Kopplung der r- und f-Achse gleichen sich die Flussverkettungskennfelder qualitativ. Die quantitativen Unterschiede resultieren durch die unterschiedlichen Windungszahlen. Gut zu sehen ist der Einfluss des Erregerstroms, der die Flussverkettungsgraphen in der r- und f-Achse nach oben und unten verschiebt und zu einer deutlichen Sättigung führt. Sein Einfluss in der s-Achse ist vergleichsweise gering.

Fehlerquellen und Vergleich mit der Simulation

Bei der Messung treten einige Effekte auf, die das Messergebnis verfälschen können. Neben Messunsicherheiten und Rauschen der Messwerterfassung zählen dazu die unbekannte Temperaturverteilung in der Statorwicklung und Oberwelleneinflüsse bei der Bestimmung der Rotorflussverkettung sowie die anschließende Interpolation. Darüber hinaus können Modell- und Parameterfehler des Simulationsmodells zu Abweichungen mit dem Messergebnis führen.

In Abbildung 6.6 sind Histogramme für die beiden Maschinen gegeben, die die relative Abweichung zwischen gemessenen und simulierten Werten aufführen. Die relative Abweichung auf der Abszisse bezieht sich auf den maximalen Hub, den die Flussverkettung der entsprechenden Achse über alle Messpunkte in der Simulation erfährt. Bei der FESM liegt die Abweichung der Statorflussverkettung praktisch immer unter 2 % und bei 89,2 % der Stützstellen unter 1 %. Für die Rotorflussverkettung ergibt sich mit 96,9 % (2 %) und 78,4 % (1 %) ebenfalls eine hohe Übereinstimmung.

Bei der aHSM2 liegen die Ergebnisse in der d-Achse (99,6 % unter 2 % und 94,7 % unter 1 % Abweichung) und in der f-Achse (92,6 % unter 2 % und 65,1 % unter 1 % Abweichung) auf ähnlichem Niveau wie bei der FESM. In der s-Achse treten jedoch stärkere Abweichungen auf. Hier liegen lediglich 26,6 % aller Messwerte unter 2 % und 5,4 % aller Messwerte unter 1 % Abweichung. Dies liegt zum einen an der in Unterabschnitt 6.3.1 identifizierten abweichenden

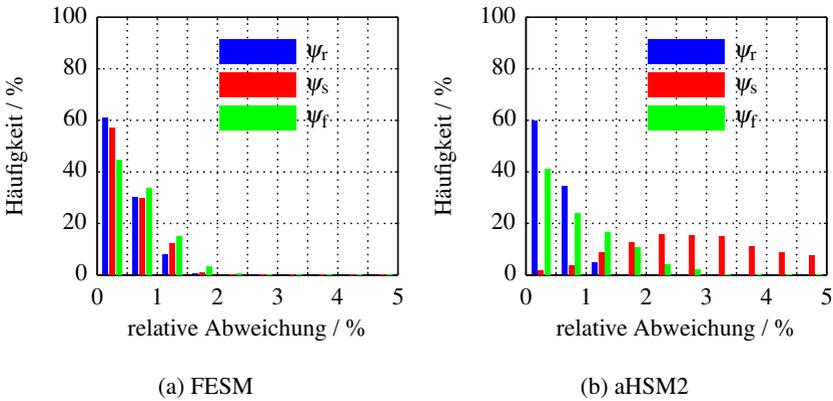


Abbildung 6.6: Verteilung der Abweichung zwischen gemessenen und simulierten Werten an den Stützstellen für beide Maschinen

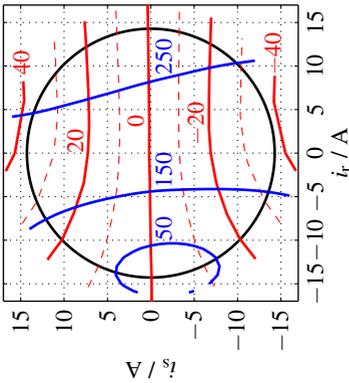
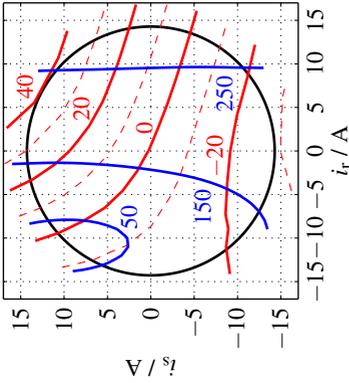
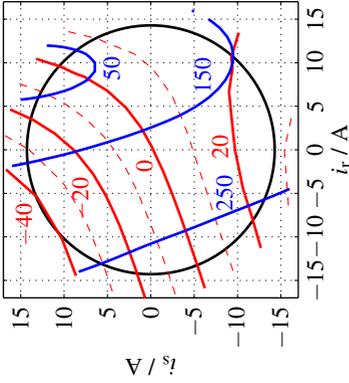
Flussverkettung der Permanentmagnete. Zum anderen weichen die gemessenen differentiellen Induktivitäten von den simulierten geringfügig ab, die sich durch Montageeinflüsse erklären lassen.

Die geringen Abweichungen zwischen den Simulations- und Messergebnissen bestätigen die Gültigkeit der FEM-Modelle. Die in Kapitel 4 getroffenen Aussagen zum elektromagnetischen Verhalten können daher als messtechnisch bestätigt betrachtet werden.

Der bei der Messung eingesetzte Stromregler wurde zwangsläufig mit FEM-Daten parametrisiert. Aus den Verläufen in den Abbildungen 6.5(a) und 6.5(b) ist ersichtlich, dass der Regler trotz dieser Abweichungen robust und zuverlässig arbeitet. Es treten keine Instabilitäten oder Überschwinger in den Stromkomponenten auf.

6.4.2 Stromebene

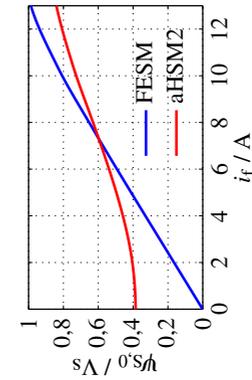
Mithilfe der in Kapitel 2 eingeführten r/s-Stromebene können die Maschineneigenschaften anschaulich diskutiert werden. Dazu sind äquivalent zu den Abbildungen 2.2 und 2.4 einige Höhenlinien der gemessenen Statorspannungen in blau und des Wellendrehmoments in rot eingezeichnet. In Abbildung 6.7(a) sind die Kurven der FESM bei Nennerregung zu sehen, in Abbildung 6.7(b) die der aHSM2 bei positiver und in Abbildung 6.7(c) bei negativer Nennerregung.



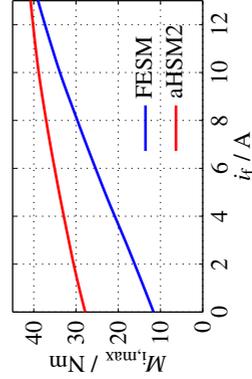
(a) FESM mit $i_f = +13\text{ A}$

(b) aHSM2 mit $i_f = +13\text{ A}$

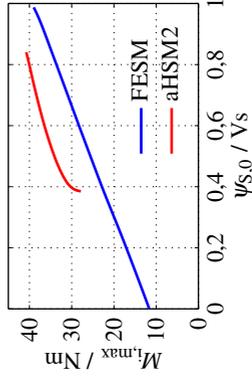
(c) aHSM2 mit $i_f = -13\text{ A}$



(d) $\psi_{S,0}$ über i_f



(e) $M_{i,max}$ über i_f



(f) $M_{i,max}$ über $\psi_{S,0}$

Abbildung 6.7: Oben: Äquipotentiallinien der Spannung u_s / V (blau) und des Wellenmoments M_{mech} / Nm (rot). Unten: Abhängigkeit der drei Größen i_f , $\psi_{S,0}$ und $M_{i,max}$ voneinander.

Das Diagramm der FESM ist annähernd symmetrisch zur i_r -Achse, da diese Maschine magnetisch symmetrisch ist. Geringe Abweichungen entstehen durch Messunsicherheiten, Eisenverluste und den ohmschen Spannungsabfall am Statorwiderstand.

Die aHSM2 zeigt bei positiver Nennerregung ein asymmetrisches Diagramm mit den in Kapitel 2 behandelten Eigenschaften. Das Zentrum der Spannungselipsen befindet sich nicht auf einer der Achsen und das maximal erreichbare Wellenmoment ist deutlich größer als der Betrag des minimal erreichbaren. Im Vergleich zur FESM fällt außerdem das höhere Maximaldrehmoment auf.

Bei Umkehrung des Erregerstroms kehrt sich die Situation um. Nicht nur die Spannungs- und Drehmomenthöhenlinien werden an der i_s -Achse gespiegelt, auch die Vorzeichen der Drehmomentkurven verändern sich, wodurch der generatorische Bereich dominant wird. Daran ist erkennbar, dass diese Maschine in allen vier Betriebsquadranten dieselbe Leistungsfähigkeit erreicht.

6.4.3 Wirksamkeit der magnetischen Asymmetrie

Die Diagramme in den Abbildungen 6.7(d) bis 6.7(f) vergleichen das maximale innere Drehmoment M_i bei Nennbestromung des Stators und die Leerlauf-Statorflussverkettung $\psi_{S,0}$ mit dem dafür nötigen Erregerstrom i_f . Damit kann gezeigt werden, dass die Drehmomentvorteile der aHSM2 nicht durch den zusätzlichen Fluss der Permanentmagnete, sondern durch die magnetische Asymmetrie und die damit verbundene reduzierte Sättigung entstehen.

In Abbildung 6.7(d) ist die Leerlauf-Statorflussverkettung über dem Erregerstrom gezeigt. Der Offset der aHSM2 bei $i_f = 0$ A resultiert von den Permanentmagneten. Eine Erhöhung des Erregerstroms führt zu einer zunächst geringen und dann stärkeren Erhöhung der Flussverkettung, da die Erregerwicklung orthogonal zu den Permanentmagneten angeordnet ist. Die FESM startet feldfrei und erreicht aufgrund der größeren Poloberfläche am Luftspalt eine größere Steigung und einen größeren Endwert der Flussverkettung.

Aufgrund der Permanentmagnete ist das maximal erreichbare Drehmoment $M_{i,\max}$ der aHSM2 ohne Erregerstrom in Abbildung 6.7(e) deutlich größer als das der FESM, die in diesem Fall lediglich ein Reluktanzmoment erzeugen kann. Bei Erhöhung des Rotorstroms steigt das Drehmoment beider Maschinen, wobei das der FESM stärker anwächst. Das Drehmoment der aHSM2 bleibt im betrachteten Bereich jedoch stets größer.

Werden die beiden Diagramme wie in Abbildung 6.7(f) kombiniert, wird der Effekt der magnetischen Asymmetrie sichtbar. Bei gleicher Leerlauf-Flussverkettung $\psi_{S,0}$ erreicht die aHSM2 stets ein deutlich größeres Drehmo-

ment. Da dies auch bereits bei sehr geringen Werten von $\psi_{S,0}$ der Fall ist, kann ausgeschlossen werden, dass die Drehmomentsteigerung ausschließlich durch die geringere Sättigung hervorgerufen wird. Die Wirksamkeit der magnetischen Asymmetrie ist damit messtechnisch nachgewiesen.

6.5 Dynamik

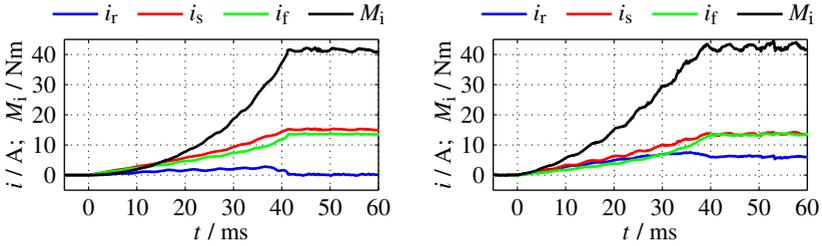
Durch den hochdynamischen Stromregler ist es möglich, die beiden Maschinen so zu regeln, dass grundsätzliche Unterschiede in der Maschinendynamik sichtbar werden. In diesem Abschnitt werden zwei Fälle behandelt, mit denen das Verhalten der Maschinen aufgezeigt wird.

6.5.1 Anregeln auf Nenndrehmoment

In den Abbildungen 6.8(a) und 6.8(b) ist das Anregelverhalten der Maschinen bei einer Drehzahl von 1000 min^{-1} über der Zeit aufgetragen. Dabei wird vom stromlosen Zustand in die Nähe des Nennpunkts gesprungen²³. Neben den drei Stromkomponenten ist das mittels Gleichung (2.4) berechnete innere Drehmoment M_i aufgetragen, da die Dynamik der Drehmomentmesswelle bei Lastsprüngen nicht ausreicht. Da die Anregelzeit deutlich länger als eine elektrische Periode ist, kann der Einfluss der sich dynamisch mit dem elektrischen Winkel verändernden Spannungsgrenze auf das Ergebnis vernachlässigt werden, sodass eine einzelne Messung ausreicht.

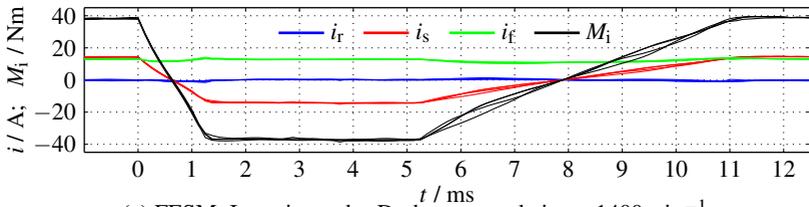
Während des Sprungs findet sowohl der Feldaufbau im Rotor als auch die Einregelung des drehmomentbildenden Statorstroms statt. Aus der Abbildung kann entnommen werden, dass die Stromkomponenten beider Maschinen nach etwa 40 ms ihren Endwert erreichen, wobei die aHSM2 geringfügig schneller ist. Dies liegt im Wesentlichen an der geringeren Rotorflussverkettung im Nennpunkt der aHSM2, da bei diesem Sprung die Erregerspannung die begrenzende Größe ist. Weiterhin fällt auf, dass der Drehmomentverlauf bei der aHSM2 zu Beginn steiler ansteigt, wodurch eine geringere Drehmomentfehlfläche erreicht wird [93]. Im stationären Betrieb fallen bei der aHSM2 deutlich größere Stromüberschwingungen auf, die je nach Achse etwa 60 bis 80 % größer sind als die der FESM. Das Rotorfeld und der Verlauf des Luftspaltleitwerts sind bei der aHSM2 ungünstiger, wodurch der Oberwellengehalt des Luftspaltfeldes größer ist. Dadurch werden dem Stromregler größere Spannungsfehler beaufschlagt, die zu

²³ Aufgrund der im ersten Moment nach dem Sprung bestehenden Regelabweichung kann der Nennpunkt nicht exakt getroffen werden, siehe Unterabschnitt 5.3.3

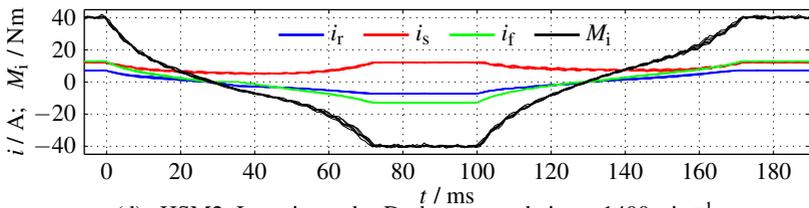


(a) FESM: Sprung in den Nennpunkt bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$

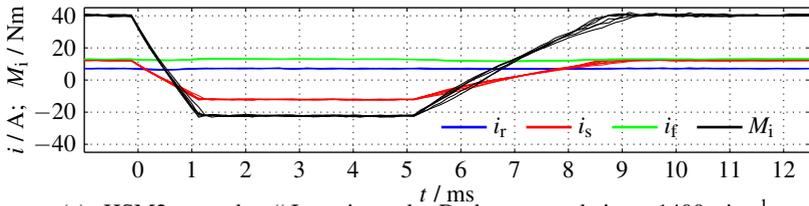
(b) aHSM2: Sprung in den Nennpunkt bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$



(c) FESM: Invertieren des Drehmoments bei $n = 1400 \text{ min}^{-1}$



(d) aHSM2: Invertieren des Drehmoments bei $n = 1400 \text{ min}^{-1}$



(e) aHSM2: „unechtes“ Invertieren des Drehmoments bei $n = 1400 \text{ min}^{-1}$

Abbildung 6.8: Dynamisches Verhalten der Maschinen bei verschiedenen Lastsprüngen

einem Oszillieren der Stromwerte führen. Neben den in Unterabschnitt 6.3.1 besprochenen baulichen Maßnahmen können diese auch durch eine Anpassung des Reglers reduziert werden [79].

6.5.2 Drehmomentumkehr

Bei der zweiten durchgeführten Messung wird ein Sprung vom motorischen in den generatorischen Nennpunkt und zurück durchgeführt. Die Drehzahl ist auf 1400 min^{-1} erhöht, um den Einfluss der Statorspannungsbegrenzung zu vergrößern. Die Ergebnisse dieser Messreihe sind in den Abbildungen 6.8(c) bis 6.8(e) gegeben. Da die Dauer der Zustandswechsel bei dieser Messung viel geringer ist und sich die Spannungsbegrenzung auf das Ergebnis auswirken kann, wurden die Messungen mehrfach durchgeführt und die Kurven übereinander gelegt.

Bei der FESM in Abbildung 6.8(c) erfolgt die Umkehrung des Drehmoments durch die Invertierung des Stroms i_s . Aufgrund des geringen Einflusses des Stroms i_r auf das Drehmoment wird dieser die ganze Zeit auf null gehalten. Der Sprung in den generatorischen Betriebspunkt erfolgt innerhalb von etwa 1,4 ms, da hier die von der Rotorerregung induzierte Spannung in der s-Achse beim Stromabbau gemäß Gleichung (6.2) hilft. Beim Sprung zurück in den motorischen Nennpunkt muss gegen diese Spannung gearbeitet werden, wodurch sich die Sprungdauer auf etwa 6 ms erhöht.

Aufgrund der magnetischen Asymmetrie ist die Drehmomentumkehr bei der aHSM2 nicht so schnell möglich. Soll das volle generatorische Drehmoment erreicht werden, muss auch der Erregerstrom invertiert werden. Der Verlauf der Stromkomponenten und des inneren Drehmoments sind für diesen Fall in Abbildung 6.8(d) gegeben. Bei beiden Sprüngen begrenzt die Erregerspannung die Dynamik, wodurch sich jeweils eine Übergangszeit von etwa 70 ms einstellt.

Ein Kompromiss besteht in der Umkehrung der Statorstromkomponente i_s , um gemäß Abbildung 6.7(b) in die Nähe des bei positivem Erregerstrom minimalen Drehmoments zu gelangen. Dieser Vorgang ist in Abbildung 6.8(e) abgebildet. Obwohl hier als minimales Drehmoment nur etwa -22 Nm erreicht werden kann, ist die Dynamik mit der der FESM vergleichbar.

Eine Möglichkeit, den dynamischen Übergang der aHSM2 vom motorischen in den generatorischen Betriebspunkt zu verbessern liegt darin, zunächst den schnellen Sprung gemäß Abbildung 6.8(e) durchzuführen und anschließend durch Invertierung des Erregerstroms und Anpassen der Statorstromkomponenten in den gewünschten generatorischen Betriebspunkt zu gelangen.

6.6 Wirkungsgrad

Der zentrale Nachweis der Vorteile der aHSM2 stellt die Messung der Wirkungsgradkennfelder dar. Aus ihnen können die Leistungscharakteristik, das Spitzendrehmoment, der Spitzenwirkungsgrad und die Wirkungsgradcharakteristik im gesamten Betriebsbereich direkt abgelesen werden. Mit der Validierung der simulierten Kennfelder aus den Abbildungen 4.11(a) und 4.11(c) werden die in Kapitel 4 identifizierten Vorteile der aHSM2 bestätigt.

Um dasselbe Feldschwächverhalten bei der reduzierten Maximaldrehzahl von 3000 min^{-1} zu erhalten, ist die maximal zulässige Außenleiterspannung linear auf $U_{LL,\text{max}} = 240 \text{ V}$ reduziert. Die magnetischen Eigenschaften und die Ausnutzung der Maschinen bleiben dadurch unberührt.

6.6.1 Stationäre Wirkungsgradkennfelder

Zur Berechnung der wirkungsgradoptimalen Ansteuervorschriften einzelner Maschinenlastpunkte wurden die in Unterabschnitt 6.2.1 bestimmten ohmschen Verluste und die in Unterabschnitt 6.4.1 gemessenen Flussverkettungsdaten der Prototypen in die in Unterabschnitt 4.1.2 beschriebene Toolkette eingespeist. Aufgrund fehlender Messwerte der Eisenverluste für beliebige Betriebspunkte wurden diese nicht weiter berücksichtigt²⁴. Die so bestimmten Lastpunkte wurden am Prüfstand angefahren und der Wirkungsgrad an jedem einzelnen Lastpunkt bestimmt.

Messroutine

Bei beiden Maschinen wurden 28 verschiedene Drehzahlen und bei jeder Drehzahl 55 verschiedene Lastpunkte gemessen, wodurch sich eine Gesamtzahl von 1540 Messpunkten pro Maschine ergibt. Die Messpunkte werden automatisiert von einer Messroutine angefahren, die neben der Einstellung der Sollwerte auch das Aufzeichnen der Messdaten sowie das Sicherstellen einer homogenen Temperatur ausführt [E8].

Die Messroutine stellt durch das temperaturabhängige Einfügen von Heiz- und Kühlphasen eine mittlere Temperatur von $60 \text{ °C} \pm 2 \text{ °C}$ sicher. Als Referenz dient bei der FESM die Wickelkopftemperatur, bei der aHSM2 wird die durch die Permanentmagnete induzierte Spannung im stromlosen Zustand analysiert. Es

²⁴Eine Studie mit FEM-Daten zeigt einen vernachlässigbaren Einfluss der Eisenverluste auf die wirkungsgradoptimale Ansteuerung der hier untersuchten Maschinen. Ähnliches wird auch in [95] identifiziert.

wird angenommen, dass alle gemessenen Temperaturen homogen im jeweiligen Maschinenteil vorherrschen.

Vor Beginn der Messung wurden die Maschinen einige Zeit vorgewärmt, um eine möglichst homogene Temperatur sicherzustellen. Bei der Messung wurden für eine Drehzahl zunächst alle Punkte des motorischen und anschließend alle Punkte des generatorischen Betriebsbereichs gemessen. Anschließend wurde dieser Vorgang für jede weitere Drehzahl wiederholt. Dadurch bleibt die mittlere Verlustleistung und damit die Temperatur des Prüflings annähernd konstant.

Nach jedem Drehzahlwechsel wurde das Wellendrehmoment für beide Drehrichtungen im Leerlauf bestimmt. Der so ermittelte Drehmomentoffset wurde von allen Messwerten der entsprechenden Drehzahl subtrahiert.

An jedem stationären Lastpunkt wurden die Stromkomponenten i_r , i_s , i_f , die Spannungskomponenten u_r , u_s , u_f , das Wellendrehmoment M_{mech} , die Wellendrehzahl n und die Rotorposition Γ gemessen und gespeichert. Bei der FESM wurde für jede zusammenhängende Lastpunktreihe pro Drehzahl und Betriebsbereich die Gehäuse- und Wickelkopftemperatur des Stators aufgezeichnet. Bei der aHSM2 wurde zusätzlich die induzierte Leerlauf-Flussverkettung gespeichert, aus der die Magnettemperatur bestimmt werden kann. Die Messung eines Lastpunkts fand bei einer Samplerate von 8 kHz über einen Zeitraum von $T_{\text{mess}} = 625$ ms statt, wodurch für jede Messgröße 5000 Messwerte aufgenommen wurden.

Berechnung des Wirkungsgrads

Der erste Schritt bei der Wirkungsgradberechnung besteht in der Mittelwertbildung aller Messgrößen eines Lastpunkts. Dabei wird die Information zur Rotorposition ausgewertet, um über die größtmögliche ganzzahlige Anzahl elektrischer Perioden zu mitteln, wodurch Messfehler durch Oberwellen eliminiert werden. Die kleinste messbare Drehzahl beträgt daher bei einer einzigen Periode $n_{\text{min}} = (p \cdot T_{\text{mess}})^{-1} = 48 \text{ min}^{-1}$.

Abhängig vom Betriebsbereich, der durch das Wellenmoment definiert wird, berechnet sich der Wirkungsgrad gemäß Gleichungen (4.12) und (4.13) zu

$$\eta(M_{\text{mech}} \geq 0) = \frac{P_{\text{mech}}}{P_{\text{el}}} = \frac{M_{\text{mech}} \cdot \frac{\omega}{p}}{\frac{3}{2} \cdot (u_r \cdot i_r + u_s \cdot i_s) + R_R \cdot i_f^2} \quad (6.7)$$

$$\eta(M_{\text{mech}} < 0) = \frac{P_{\text{el}}}{P_{\text{mech}}} = \frac{\frac{3}{2} \cdot (u_r \cdot i_r + u_s \cdot i_s) + R_R \cdot i_f^2}{M_{\text{mech}} \cdot \frac{\omega}{p}} \quad (6.8)$$

Die mechanische Leistung wird direkt aus den gemittelten Messwerten des Drehmoments und der Drehzahl bestimmt. Um den Temperatureinfluss auf den Stator- und Rotorwiderstand zu eliminieren, werden die elektrischen Größen aufbereitet. Die ohmschen Anteile der Statorspannungskomponenten werden mittels Gleichung (4.14) und dem Messwert der Wickelkopftemperatur auf eine Temperatur von 60 °C umgerechnet. Im Rotor kann dies entfallen, indem direkt mit dem bei 60 °C gültigen Wert des Rotorwiderstands gerechnet wird.

Die auf diese Weise ermittelten Wirkungsgradkennfelder sind für die FESM in Abbildung 6.9(a) und für die aHSM2 in Abbildung 6.9(b) visualisiert. Die aus der Simulation bekannte qualitative Charakteristik beider Maschinen wird durch die Messungen bestätigt. Die aHSM2 verfügt mit 40,2 Nm über ein etwa 5,6 % größeres Grunddrehzahl-Drehmoment und mit 92,1 % um einen etwa zwei Prozentpunkte besseren Spitzenwirkungsgrad im motorischen Bereich (FESM: 38,1 Nm und 90,2 %). Auch die Form der Wirkungsgrad-Höhenlinien deckt sich zwischen Messung und Simulation.

Zwischen dem motorischen und dem generatorischen Betriebsbereich fällt eine leichte Asymmetrie zugunsten des generatorischen Betriebsbereiches auf. Die absoluten Unterschiede in der Verlustleistung zwischen einzelnen motorischen und generatorischen Lastpunkten betragen allerdings nur etwa 30 W, was 0,1 % des Messbereichs des Messsystems entspricht. Da der Wirkungsgrad durch eine direkte Messung der elektrischen und mechanischen Leistung bestimmt wurde und dieser Effekt bei beiden Maschinen gleichermaßen auftritt, liegt die Vermutung nahe, dass es sich hierbei um eine Messunsicherheit handelt. Weitere Fehlerquellen sind die Annahmen zur Maschinentemperatur bei der Messung, die gleichverteilt in den Maschinenteilen und konstant während der Messung mehrerer Lastpunkte angenommen wird.

Ein Vergleich der gemessenen Wirkungsgradkennfelder beider Maschinen mit den bei gleichen Randbedingungen simulierten ist im Anhang A.4.5 gegeben. Dort wird ebenfalls der Fall beleuchtet, wenn für die aHSM2 lediglich positive Erregerstromwerte zugelassen werden, wodurch sich eine asymmetrische Betriebscharakteristik ergibt.

6.6.2 Wirkungsgrad im Fahrzyklus

Die in Unterabschnitt 4.3.3 beschriebene Analyse der Wirkungsgradkennfelder hinsichtlich des Zykluswirkungsgrades eines Fahrzeugs ist in Abbildung 6.10 für die gemessenen Kennfelder wiederholt. Es ist zu sehen, dass die aHSM2 auch hier eine vorteilhafte Verteilung der umgesetzten Energie über dem Wirkungsgrad aufweist. Der mittlere Wirkungsgrad über dem kompletten Fahr-

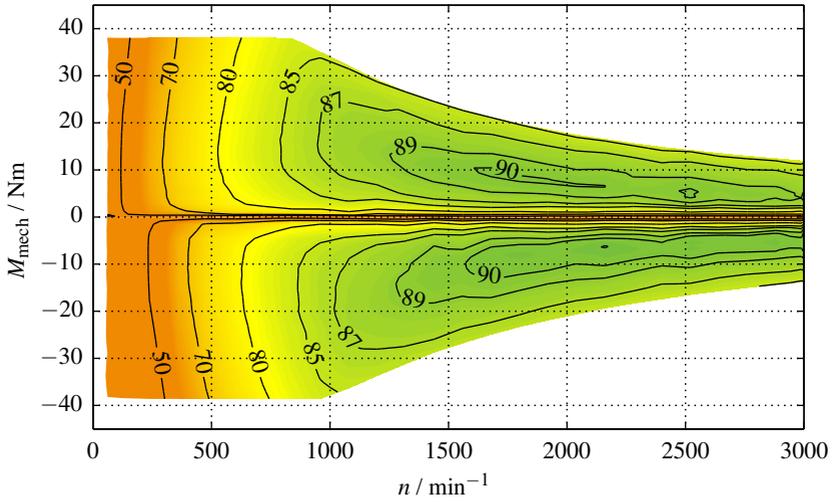
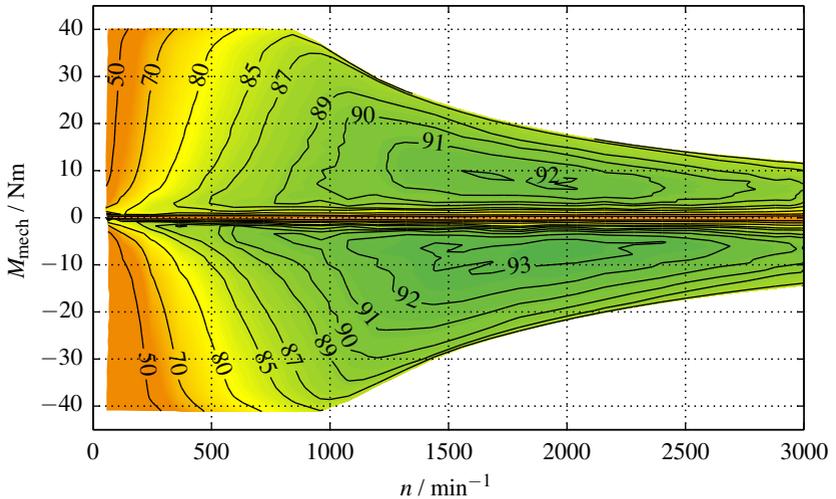
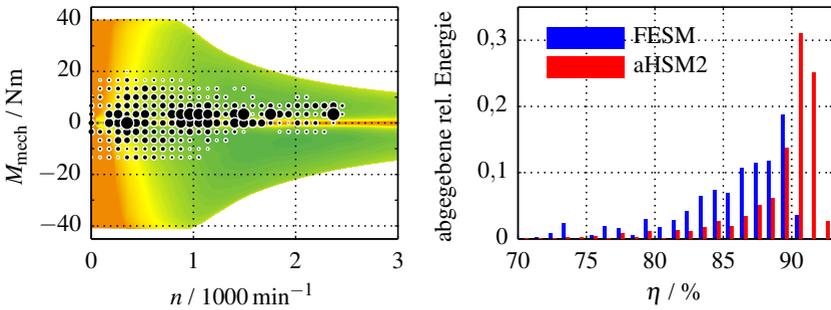
(a) Gemessenes Wirkungsgradkennfeld ($\eta / \%$) der FESM(b) Gemessenes Wirkungsgradkennfeld ($\eta / \%$) der aHSM2

Abbildung 6.9: Wirkungsgradkennfelder der FESM (oben) und aHSM2 (unten)



(a) Lastpunkte im Kennfeld der aHSM2

(b) Wirkungsgrad und Energie

Abbildung 6.10: Verteilung der Lastpunkte im Wirkungsgradkennfeld der aHSM2 (links) und abgegebene relative Energie bei verschiedenen Wirkungsgraden beider Maschinen (rechts)

zyklus der FESM beträgt 83,4 %, derjenige der aHSM2 beträgt 87,8 %. Somit liegt auch hier der Unterschied der Zykluswirkungsgrade deutlich über dem der Spitzenwirkungsgrade.

7

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit stellt einen Beitrag zur umfassenden Bewertung der Klasse der magnetisch asymmetrischen Synchronmaschinen dar. Das Potential und die technische Realisierbarkeit dieser Maschinen sind allgemein herausgearbeitet und die Betriebscharakteristik eines Prototyps messtechnisch verifiziert.

7.1 Zusammenfassung und Ergebnisse der Arbeit

Durch die Verwendung eines normierten mathematischen Modells magnetisch asymmetrischer Synchronmaschinen entsteht erstmals eine vollständige analytische Beschreibung dieser Maschinenklasse. Diese wird dazu genutzt, um für alle relevanten Betriebsarten exakte Berechnungsvorschriften für den drehmomentoptimalen Betrieb zu formulieren.

Mit diesem Werkzeug werden alle denkbaren Maschinenauslegungen umfassend analysiert, wobei nicht nur Maschinen mit fester, sondern auch mit einstellbarer Rotorerregung berücksichtigt werden. Es wird allgemein gezeigt, dass bei gleicher maximaler Rotorerregung und Anisotropie eine Drehmoment- und Leistungssteigerung in der Größenordnung von 5 % für PMSM-Geometrien durch die magnetische Asymmetrie erreicht werden kann. Bei FESM-Geometrien liegt der Gewinn sogar im Bereich um 20 %. Soll das Drehmoment unverändert bleiben, ist alternativ eine Reduktion der maximalen Rotorerregung möglich. Diese liegt bei PMSM-Geometrien im Bereich von 10 % und bei FESM-Geometrien im Bereich von 40 %. Damit können potenti-

ell Herstellungskosten verringert und die Sicherheit des Antriebssystems erhöht werden.

Die dafür benötigte magnetische Asymmetrie kann auf unterschiedlichste Weise in den Rotor eingebracht werden. Es werden mehrere Konzepte vorgestellt und auf ihre Tauglichkeit hin analysiert. Durch Parameterstudien und die qualitative Analyse des magnetischen Kreises können vielfach prinzipielle Nachteile bereits bekannter Ausführungsformen aufgedeckt werden, die die Vorteile magnetisch asymmetrischer Maschinen wieder zunichtemachen. Mit hybriderregten Geometrien und einer geometrisch asymmetrischen permanentmagneterregten Variante werden hingegen vielversprechende Ausführungsformen herausgearbeitet.

Durch numerische Berechnung werden rein permanentmagneterregte Varianten als ungeeignet identifiziert. Bei diesem Maschinentyp ergeben sich durch Sättigungseffekte des Elektroblechs Nachteile, die den Vorteil der magnetischen Asymmetrie kompensieren. Demgegenüber stehen hybriderregte Ausführungsformen, die im direkten Vergleich zu ihrer nächstgelegenen symmetrischen Variante, der fremderregten Synchronmaschine, den Effekt der Sättigung sogar zu ihrem Vorteil nutzen können. Bei dieser Ausführungsform kann sogar die individuelle Charakteristik im motorischen und generatorischen Bereich durch die geometrische Formgebung anwendungsspezifisch angepasst werden.

Erstmals sind die Funktionsweise und der Bau einer im Rahmen dieser Arbeit patentierten magnetisch asymmetrischen hybriderregten Synchronmaschine (aHSM2) dokumentiert, bei der die magnetische Asymmetrie im Betrieb vollständig umgekehrt werden kann. Damit sind die Vorteile der magnetischen Asymmetrie uneingeschränkt in allen vier Betriebsquadranten nutzbar.

Der messtechnische Nachweis aller simulativ identifizierten Maschineneigenschaften erfolgt im Prüfstandsversuch. Dabei werden alle Messungen zum direkten Vergleich ebenfalls an einer konventionellen fremderregten Synchronmaschine (FESM) durchgeführt, die als magnetisch symmetrische Maschine die größte Ähnlichkeit mit der aHSM2 aufweist. Ein für diesen Zweck weiterentwickelter universeller Stromregler regelt beide Maschinen präzise, stabil und hochdynamisch.

Obwohl die Nennerregung der aHSM2 lediglich 85 % derjenigen der FESM entspricht, erreicht sie ein um 5,6 % größeres Nenn Drehmoment und einen um etwa zwei Prozentpunkte besseren Spitzenwirkungsgrad. Da außerdem der Bereich hohen Wirkungsgrades in der Drehzahl-Drehmoment-Ebene deutlich größer ist, steigt der Zykluswirkungsgrad der aHSM2 in einem für Elektrofahrzeuge typischen Fahrzyklus sogar um mehr als vier Prozentpunkte. Neben der geringeren induzierten Spannung im Leerlauf fällt auch das Kurzschlussmoment der

aHSM2 nur etwa halb so groß aus. Bei dynamischen Vorgängen schneidet sie aufgrund der geringeren Rotorflussverkettung und des Drehmoments durch Permanentmagnete ebenfalls besser ab als die FESM, sofern keine Invertierung des Erregerstroms notwendig ist. Demgegenüber stehen lediglich der größere Oberschwingungsanteil der induzierten Spannung, der Stromkomponenten im Reglerbetrieb und des Drehmoments sowie höhere Eisenverluste. Gegen erstere werden bauliche und regelungstechnische Maßnahmen diskutiert, zweitere stellen aufgrund des deutlich verbesserten Gesamtwirkungsgrades keine Einschränkung dar.

7.2 Möglichkeiten der Weiterentwicklung

Durch das in dieser Arbeit errichtete Theoriegebäude und die grundsätzlichen Überlegungen zur praktischen Realisierung liegt der Fokus für zukünftige Arbeiten auf der Verbesserung der vorgeschlagenen hybriden magnetisch asymmetrischen Maschinen. Diese muss im Kontext des vorgesehenen Anwendungsbereiches stattfinden.

Elektrotraktion

Alle identifizierten elektromagnetischen Vorteile des Maschinentyps, insbesondere der hohe Zykluswirkungsgrad und die nahezu ideale Leistungskurve, aber auch Eigenschaften wie die geringere induzierte Spannung und das Kurzschlussdrehmoment prädestinieren diese Maschinenart für den Einsatz in der Elektrotraktion – sei es als Hauptantrieb für PKW, Nutz- oder Schienenfahrzeuge. Abhängig vom vorgesehenen Einsatzort kann entweder die für den motorischen Betrieb optimale Auslegung, diejenige für symmetrischen Betrieb oder gar eine Mischform eingesetzt werden.

Für den Anwendungsbereich der Elektrotraktion gilt es, sich mehrerer Herausforderungen der magnetisch asymmetrischen hybriden Synchronmaschinen anzunehmen. Zweifellos stellen der hohe Fertigungsaufwand und die Vielzahl an verwendeten kostspieligen Materialien ein Hemmnis für den schnellen Durchbruch dieses Maschinentyps dar. Hier müssen Fertigungsverfahren und alternative Konstruktionen erforscht werden, die die Herstellungskosten reduzieren.

Der große Bauraum, der durch die Energieübertragung auf den Rotor und den vergleichsweise geringen Ausnutzungsfaktor des Prototyps notwendig wird, sowie die mechanisch bedingte geringe Maximaldrehzahl stellen weitere Hürden

dar. Gelingt es, die elektromagnetische Ausnutzung oder die zulässige Fliehkraft durch eine verbesserte Konstruktion zu erhöhen, kann der Bauraum und damit auch das Gewicht und die Materialkosten gesenkt werden.

Energieerzeugung

Auch die Energieerzeugung, insbesondere durch Windkraft, stellt ein mögliches Einsatzgebiet dar. Hier werden bereits heute fremd- und permanentmagneterregte Maschinen eingesetzt. Durch eine optimale Auslegung der Maschine auf die auftretenden Betriebspunkte kann der Anlagenwirkungsgrad maximiert werden. Dies bedeutet einen größeren finanziellen Ertrag für den Betreiber und eine weniger aufwändige Kühlinfrastruktur.

Bei langsam laufenden Generatoren spielt die Fliehkraftproblematik nur eine untergeordnete Rolle. Da solche Generatoren nur in einem Quadranten betrieben werden, ist der Einsatz der Variante mit einem optimalen Betriebsbereich und unsymmetrischer Betriebscharakteristik vorteilhaft. Zudem bietet dieser Maschinentyp mehr Freiheiten bei der Rotorgestaltung, sodass die Spannungsform des Generators optimiert werden kann.

Außer den genannten Beispielen sind magnetisch asymmetrische hybride Synchronmaschinen überall da denkbar, wo bereits heute Drehstrommaschinen im Einsatz sind. Mit den vorgestellten Methoden können Einsatzorte beliebig umfassend oder detailliert analysiert und eine für den Einsatzzweck ideal geeignete Maschine ausgelegt werden.

A

Anhang

A.1 Koeffizienten quartischer Gleichungen

In diesem Teil des Anhangs sind die Koeffizienten c der quartischen Gleichung

$$c_4 i_x^4 + c_3 i_x^3 + c_2 i_x^2 + c_1 i_x + c_0 = 0, \quad x \in \{r, s\} \quad (\text{A.1})$$

aufgeführt, die zur Lösung verschiedener mathematischer Probleme bei der analytischen Beschreibung magnetisch asymmetrischer Synchronmaschinen in Kapitel 2 auftreten.

A.1.1 Berührungspunkte der Spannungsellipsen und des Stromkreises

Die Koeffizienten der quartischen Gleichung (A.1) für die Werte von i_s lauten:

$$c_4 = l_r^2 \cdot (\zeta^2 - 1)^2 \quad (\text{A.2})$$

$$c_3 = 2l_r \psi_{d,R} \zeta \sin \beta \cdot (\zeta^2 - 1) \quad (\text{A.3})$$

$$c_2 = \psi_{d,R}^2 \zeta^2 \cdot (\zeta^2 - \sin^2 \beta \cdot (\zeta^2 - 1)) - l_r^2 \cdot (\zeta^2 - 1)^2 \quad (\text{A.4})$$

$$c_1 = -2l_r \psi_{d,R} \zeta \sin \beta \cdot (\zeta^2 - 1) \quad (\text{A.5})$$

$$c_0 = -\psi_{d,R}^2 \zeta^2 \sin^2 \beta \quad (\text{A.6})$$

A.1.2 Maxima des Leistungsfaktors auf dem Stromkreis

Schnittpunkte

Für den Fall echter Schnittpunkte der Leistungsfaktor-Ellipse mit dem Betrag 1 mit dem Stromkreis ergibt sich für die Koeffizienten von Gleichung (2.87):

$$C_{4,L_1} = 2l_r \zeta \quad (\text{A.7})$$

$$C_{3,L_1} = -\psi_{d,R} \zeta \cos \beta \quad (\text{A.8})$$

$$C_{2,L_1} = -4l_r^2 \zeta \quad (\text{A.9})$$

$$C_{1,L_1} = 4l_r \psi_{d,R} \zeta^2 \sin \beta \quad (\text{A.10})$$

$$C_{0,L_1} = \psi_{d,R}^2 \zeta^2 \cos^2 \beta \quad (\text{A.11})$$

Die Koeffizienten der quartischen Gleichung (A.1) für die Werte von i_s lauten für diesen Fall:

$$c_4 = l_r^2 \cdot (\zeta - 1)^2 \quad (\text{A.12})$$

$$c_3 = 2l_r \psi_{d,R} \zeta \sin \beta \cdot (\zeta - 1) \quad (\text{A.13})$$

$$c_2 = \psi_{d,R}^2 \zeta^2 - 2l_r^2 \zeta \cdot (\zeta - 1) \quad (\text{A.14})$$

$$c_1 = -2l_r \psi_{d,R} \zeta^2 \sin \beta \quad (\text{A.15})$$

$$c_0 = \zeta^2 \cdot (l_r^2 - \psi_{d,R}^2 \cos^2 \beta) \quad (\text{A.16})$$

Berührungspunkte

Für den Fall, dass die betraglich größte Ellipse mit dem Stromkreis einen Berührungspunkt bildet, lauten die Koeffizienten von Gleichung (2.87):

$$C_{4,L_2} = 2l_r \zeta \cdot (\zeta - 1) \quad (\text{A.17})$$

$$C_{3,L_2} = \psi_{d,R} \zeta \cos \beta \cdot (1 - 2\zeta) \quad (\text{A.18})$$

$$C_{2,L_2} = 4l_r^2 \zeta \cdot (\zeta - 1)^2 \quad (\text{A.19})$$

$$C_{1,L_2} = -4l_r \psi_{d,R} \zeta^2 \sin \beta \cdot (\zeta^2 - 3\zeta + 2) \quad (\text{A.20})$$

$$C_{0,L_2} = \psi_{d,R}^2 \zeta^2 \cos^2 \beta \cdot (2\zeta - 1)^2 - 4\psi_{d,R}^2 \zeta^3 \cdot (\zeta - 1) \quad (\text{A.21})$$

Die Koeffizienten der quartischen Gleichung (A.1) zur Berechnung von i_s lauten für diesen Fall:

$$c_4 = (\zeta^2 - 1)^2 \quad (\text{A.22})$$

$$c_3 = -2\psi_{d,R}\zeta \sin\beta \cdot (\zeta^2 - 3\zeta + 2) \quad (\text{A.23})$$

$$c_2 = 3\psi_{d,R}^2\zeta^2 \cos^2\beta \cdot (\zeta^2 - 1) - 2l_r^2\zeta \cdot (\zeta + 1) \cdot (\zeta - 1)^2 - \psi_{d,R}^2\zeta^2 \cdot (\zeta^2 + 4\zeta - 6) \quad (\text{A.24})$$

$$c_1 = 2\psi_{d,R}\zeta^2 \sin\beta \cdot (l_r^2\zeta + \psi_{d,R}^2\zeta - l_r^2) \cdot (\zeta - 2) \quad (\text{A.25})$$

$$c_0 = \zeta^2 \cdot (l_r^2\zeta + \psi_{d,R}^2\zeta - l_r^2)^2 - l_r^2\psi_{d,R}^2\zeta^2 \cos^2\beta \cdot (2\zeta - 1)^2 \quad (\text{A.26})$$

Die Wurzeln der quartischen Gleichung müssen in diesem Fall mit dem Faktor l_r^{-1} multipliziert werden, um die korrekten Werte für i_s zu erhalten.

A.1.3 Schnittpunkte der MTPA-Hyperbeln mit dem Stromkreis

Die Koeffizienten der quartischen Gleichung (A.1) für die Werte von i_r lauten:

$$c_4 = 4 \quad (\text{A.27})$$

$$c_3 = -4i_{r,0} \quad (\text{A.28})$$

$$c_2 = i_{r,0}^2 + i_{s,0}^2 - 4 \quad (\text{A.29})$$

$$c_1 = 2i_{r,0} \quad (\text{A.30})$$

$$c_0 = 1 - i_{s,0}^2 \quad (\text{A.31})$$

A.1.4 Schnittpunkte der MTPV-Hyperbeln mit dem Stromkreis

Die Koeffizienten der quartischen Gleichung (A.1) für die Werte von i_s lauten:

$$c_4 = (\zeta - 1)^2 \cdot (\zeta^2 + 1)^2 \quad (\text{A.32})$$

$$c_3 = -2\psi_{d,R} \sin \beta \cdot (\zeta - 1) \cdot (\zeta - 2) \cdot (\zeta^2 + 1) \quad (\text{A.33})$$

$$c_2 = \psi_{d,R}^2 \cdot (\cos^2 \beta \cdot (2\zeta^4 - 4\zeta^2 + 8\zeta - 6) - (2\zeta^3 - 3\zeta^2 + 6\zeta - 6)) \\ - 2l_r^2 \cdot (\zeta^2 + 1) \cdot (\zeta - 1)^2 \quad (\text{A.34})$$

$$c_1 = 2\psi_{d,R} \sin \beta \cdot (l_r^2 \zeta + \psi_{d,R}^2 \zeta - l_r^2) \cdot (\zeta - 2) \\ - 2\psi_{d,R}^3 \sin^3 \beta \cdot (\zeta - 1) \cdot (\zeta - 2) \quad (\text{A.35})$$

$$c_0 = \psi_{d,R}^4 \cos^4 \beta \cdot (\zeta - 1)^2 + (l_r^2 \zeta - l_r^2 + \psi_{d,R}^2)^2 \\ - \psi_{d,R}^2 \cos^2 \beta \cdot (2l_r^2 \zeta^2 - 2\psi_{d,R}^2 \zeta - l_r^2 + 2\psi_{d,R}^2) \quad (\text{A.36})$$

Die Wurzeln der quartischen Gleichung müssen in diesem Fall mit dem Faktor ζl_r^{-1} multipliziert werden um die korrekten Stromkomponenten zu erhalten.

A.1.5 Maxima des Drehmoments bei begrenzter Spannung

Die Koeffizienten der quartischen Gleichung (A.1) für die Werte von i_s lauten:

$$c_4 = 4 \cdot (\zeta - 1)^2 \quad (\text{A.37})$$

$$c_3 = -4\psi_{d,R} \sin \beta \cdot (3\zeta^2 - 7\zeta + 4) \cdot \omega \quad (\text{A.38})$$

$$c_2 = \psi_{d,R}^2 \cdot (\sin^2 \beta \cdot (13\zeta^2 - 36\zeta + 23) + 1) \cdot \omega^2 - 4 \cdot (\zeta - 1)^2 \quad (\text{A.39})$$

$$c_1 = 2\psi_{d,R} \sin \beta \cdot (3\zeta^2 - 7\zeta + 4) \cdot \omega \\ - (2\psi_{d,R}^3 \sin^3 \beta \cdot (3\zeta^2 - 10\zeta + 7) + 2\psi_{d,R}^3 \sin \beta) \cdot \omega^3 \quad (\text{A.40})$$

$$c_0 = \psi_{d,R}^4 \cdot (\sin^4 \beta \cdot (\zeta^2 - 4\zeta + 3) + \sin^2 \beta) \cdot \omega^4 \\ - \psi_{d,R}^2 \cdot (\sin^2 \beta \cdot (2\zeta^2 - 6\zeta + 3) + 1) \cdot \omega^2 + (\zeta - 1)^2 \quad (\text{A.41})$$

Die Wurzeln der quartischen Gleichung müssen in diesem Fall mit dem Faktor $\zeta \cdot (\omega l_r)^{-1}$ multipliziert werden um die korrekten Stromkomponenten zu erhalten.

A.1.6 Gleichzeitige Begrenzung von Strom und Spannung

Die Koeffizienten der quartischen Gleichung (A.1) für die Werte von i_s lauten:

$$c_4 = (\zeta^2 - 1)^2 \quad (\text{A.42})$$

$$c_3 = 4\psi_{d,R} \sin \beta \cdot (\zeta^2 - 1) \cdot \omega \quad (\text{A.43})$$

$$c_2 = (4\psi_{d,R}^2 + (-4\sin^2 \beta \psi_{d,R}^2 + 2\psi_{d,R}^2 - 2l_r^2) \cdot (\zeta^2 - 1)) \cdot \omega^2 \\ + 2 \cdot (\zeta^2 - 1) \quad (\text{A.44})$$

$$c_1 = -4\psi_{d,R} \sin \beta \cdot (l_r^2 + \psi_{d,R}^2) \cdot \omega^3 + 4\psi_{d,R} \sin \beta \cdot \omega \quad (\text{A.45})$$

$$c_0 = (4l_r^2 \psi_{d,R}^2 \sin^2 \beta + (l_r^2 - \psi_{d,R}^2)^2) \cdot \omega^4 - 2(l_r^2 + \psi_{d,R}^2) \cdot \omega^2 + 1 \quad (\text{A.46})$$

Die Wurzeln der quartischen Gleichung müssen in diesem Fall mit dem Faktor $\zeta \cdot (\omega l_r)^{-1}$ multipliziert werden um die korrekten Stromkomponenten zu erhalten.

A.2 r-Induktivität

Damit magnetisch asymmetrische Maschinen durch nur drei normierte Parameter $\psi_{d,R,\max}$, ζ und β beschreibbar sind, muss für jede Maschine ein eindeutiges l_r in Abhängigkeit dieser Parameter existieren und bestimmt werden. In diesem Teil des Anhangs wird zunächst auf die Berechnung von l_r eingegangen und anschließend die Eindeutigkeit der Lösung diskutiert.

Berechnung der r-Induktivität

Soong konnte in [34] zeigen, dass l_r für magnetisch symmetrische Maschinen die Lösung einer biquadratischen Funktion in Abhängigkeit ihrer Parameter ist. Diese liefert zwei positive und zwei negative Ergebnisse für l_r . Von den positiven Ergebnissen ist dasjenige das korrekte, welches bei Verwendung der MTPA-Strategie die Gleichung (2.52) derart löst, dass für $\omega = 1$ und $i = 1$ auch $u = 1$ folgt.

Im Falle magnetisch asymmetrischer Maschinen ist es nicht mehr möglich, eine allgemeine analytische Lösung für l_r zu formulieren. Hierzu müssten die Lösungen der MTPA-Strategie für i_r oder i_s nach Unterabschnitt 2.3.1 mit der Stromnebenbedingung $i = \sqrt{i_r^2 + i_s^2} = 1$ ebenfalls in Gleichung (2.52) eingesetzt und diese dann nach l_r umgestellt werden.

In dieser Arbeit wird zur Bestimmung von l_r daher ein numerisches Optimierungsverfahren verwendet [D1]. Dieses legt zunächst einen Startwert für l_r fest, berechnet dann die dazu passenden MTPA-Stromkomponenten, wie es in Unterabschnitt 2.3.1 beschrieben wird, setzt diese in Gleichung (2.52) ein und bestimmt die resultierende Spannung bei $\omega = 1$. Im Verlauf wird l_r so weit variiert, bis sich eine Spannung ergibt, die in einem gewünschten Toleranzband um $u = 1$ liegt. Dadurch können in vergleichsweise kurzer Zeit beliebig genaue Werte für l_r gefunden werden.

Eindeutigkeit der Lösung

Schon im Falle magnetisch symmetrischer Maschinen kann die Eindeutigkeit von l_r angezweifelt werden. Zwar konnte Soong ein analytisches Lösungsverfahren für l_r formulieren, die Eindeutigkeit wurde jedoch nicht bewiesen. Im Falle magnetisch asymmetrischer Maschinen ist dieser Nachweis wegen des Fehlens einer analytischen Gleichung praktisch unmöglich.

An dieser Stelle wird daher ein Bereich abgeschätzt, in dem eine Eindeutigkeit erwartet wird. Ebenso wird gezeigt, dass ein Bereich existiert, in dem die Lösungen für l_r nicht eindeutig sind.

In Abbildung A.1 sind die Kurvenverläufe der Spannung u nach Gleichung (2.52) über l_r für verschiedene Maschinenparameter aufgetragen, die bei Bestromung nach der MTPA-Vorschrift bei $\omega = 1$ und $i = 1$ resultieren. Die Kurven in Abbildung A.1(a) gehören zu einer Maschine mit den Parametern $\psi_{d,R,max} = 0,6$ und $\zeta = 3$, die Kurven in Abbildung A.1(b) gehören zu einer Maschine mit den

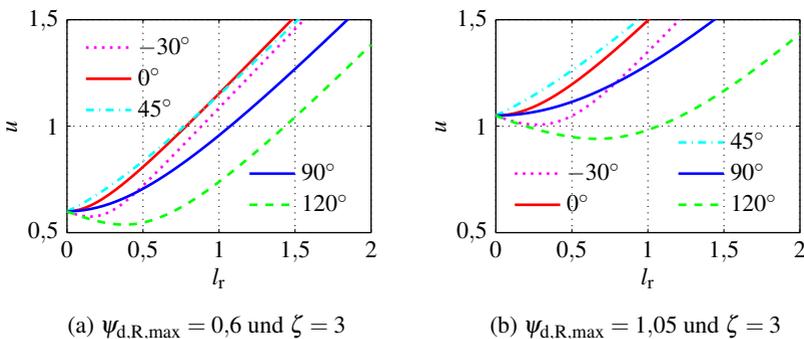


Abbildung A.1: Verlauf der Spannung u in Abhängigkeit der normierten Induktivität l_r bei $i = 1$, $\omega = 1$ und MTPA-Ansteuerung für verschiedene Werte von β

Werten $\psi_{d,R,\max} = 1,05$ und $\zeta = 3$. In beiden Fällen sind verschiedene Asymmetriewinkel β gegeben.

Die Kurven starten bei $l_r = 0$ in $u = \psi_{d,R,\max}$, was sich unmittelbar aus Gleichung (2.52) ergibt. Für $l_r \rightarrow \infty$ wächst auch die Spannung gegen unendlich, da die Flussverkettungsanteile $l_r i_r$ und $l_r \zeta^{-1} i_s$ dominant werden.

Weiterhin ist ersichtlich, dass sich die Steigungen der Kurven bei $l_r = 0$ unterscheiden. Mit numerischen Methoden kann gezeigt werden, dass die Kurven für $(\beta \bmod 90^\circ) = 0^\circ$ für sehr kleine Werte von l_r zunächst waagrecht verlaufen, während Kurven mit $0^\circ < (\beta \bmod 180^\circ) < 90^\circ$ mit einem positiven und Kurven mit $90^\circ < (\beta \bmod 180^\circ) < 180^\circ$ mit einem negativen Gradienten beginnen.

Mangels einer analytischen Darstellung können jedoch keine Aussagen zum Funktionsverlauf von $u(l_r)$ gemacht werden. Unter der Annahme, dass Kurven, die bei $l_r = 0$ einen negativen Gradienten aufweisen, nur ein lokales Minimum besitzen und Kurven mit verschwindendem oder positivem Gradienten monoton wachsen, können mit dem obigen Wissen folgende Aussagen gemacht werden:

- Maschinen mit $0^\circ \leq (\beta \bmod 180^\circ) \leq 90^\circ$ und $\psi_{d,R,\max} < 1$ besitzen genau ein $l_r > 0$, bei dem $u = 1$ auftritt
- Maschinen mit $0^\circ \leq (\beta \bmod 180^\circ) \leq 90^\circ$ und $\psi_{d,R,\max} = 1$ besitzen genau ein $l_r = 0$, bei dem $u = 1$ auftritt. Diese Maschinen sind also „induktivitätsfrei“.
- Maschinen mit $0^\circ \leq (\beta \bmod 180^\circ) \leq 90^\circ$ und $\psi_{d,R,\max} > 1$ besitzen keine gültige Lösung für l_r , bei der $u = 1$ gilt.
- Maschinen mit $90^\circ < (\beta \bmod 180^\circ) < 180^\circ$ und $\psi_{d,R,\max} < 1$ besitzen genau ein $l_r > 0$, bei dem $u = 1$ auftritt
- Maschinen mit $90^\circ < (\beta \bmod 180^\circ) < 180^\circ$ und $\psi_{d,R,\max} \geq 1$
 - besitzen zwei mögliche Werte für l_r , bei denen $u = 1$ auftritt, wenn am Minimum der Kurve $u < 1$ gilt.
 - besitzen einen möglichen Wert für l_r , bei denen $u = 1$ auftritt, wenn am Minimum der Kurve $u = 1$ gilt.
 - besitzen keine gültige Lösung für l_r , bei denen $u = 1$ auftritt, wenn am Minimum der Kurve $u > 1$ gilt.

A.3 Kenngrößen in der Parameterebene

A.3.1 Vom Maschinentyp unabhängige Kenngrößen

Die nach Anhang A.2 berechnete normierte Induktivität in r-Richtung l_r ist in Abbildung A.2(a) dargestellt. Je höher $\psi_{d,R,max}$ ist, desto niedriger wird l_r . Der Extremfall $l_r = 0$ gilt im betrachteten Bereich für Maschinen mit $0^\circ \leq \beta \leq 90^\circ$ und $\psi_{d,R,max} \rightarrow 1$.

Der im Wesentlichen von l_r und $\psi_{d,R,max}$ abhängende Kurzschlussstrom i_∞ , dessen Komponenten nach den Gleichungen (2.54) und (2.55) berechnet werden, ist in Abbildung A.2(b) grafisch dargestellt. Die Höhenlinie $i_\infty = 1$ markiert die von Soong und Miller eingeführte ideale Designlinie für PMSMs [9].

Die betraglich größte im generatorischen Betrieb auftretende Leistung ist in Abbildung A.2(c) gegeben. Magnetisch symmetrische Maschinen ($\beta = 0^\circ$, $\beta = 90^\circ$) erreichen im motorischen und generatorischen Betrieb die gleiche absolute Leistung (vgl. Abbildung 2.14(b)). Ist $\psi_{d,R,max}$ ausreichend groß, wird $\min(p) = -1$ erreicht.

In Abbildung A.2(d) ist die Drehzahl dargestellt, bei der das Leistungsmaximum aus Abbildung 2.14(b) erreicht wird. Maschinen, für die $i_\infty \approx 1$ gilt, erreichen erst bei hohen Drehzahlen ihre maximale Leistung (vgl. Abbildung A.2(b)).

A.3.2 Vom Maschinentyp abhängige Kenngrößen

Gemäß Unterabschnitt 2.2.2 haben Maschinen mit fester Erregung und $i_\infty > 1$ eine endliche Maximaldrehzahl. Diese ist in Abbildung A.3(a) gezeigt. Bei Maschinen mit variabler Erregung kann die Erregung für hohe Drehzahlen entsprechend Gleichung (2.106) zurückgenommen werden, um keine Einschränkungen hinsichtlich der Maximaldrehzahl zu haben. In Abbildung A.3(b) ist gezeigt, auf welchen Wert bezogen auf die Nennerregung diese für hohe Drehzahlen zurückgenommen werden muss, um die Maschine leistungsoptimal zu betreiben.

Die maximale motorische Leistung bei der dreifachen Eckdrehzahl ist in Abbildung A.3(c) für Maschinen mit fester und in Abbildung A.3(d) für Maschinen mit variabler Erregung gegeben. Für erstere steigt die Leistung zunächst mit wachsendem $\psi_{d,R,max}$, nach Erreichen des Maximums von $p = 1$ fällt die Leistung wieder, bis die Grenze erreicht ist, an der die Maschine nicht mehr bei $\omega = 3$ betrieben werden kann (vgl. Abbildung A.3(a)). Für höhere $\psi_{d,R,max}$ verharren Maschinen mit variabler Erregung hingegen bei $p = 1$.

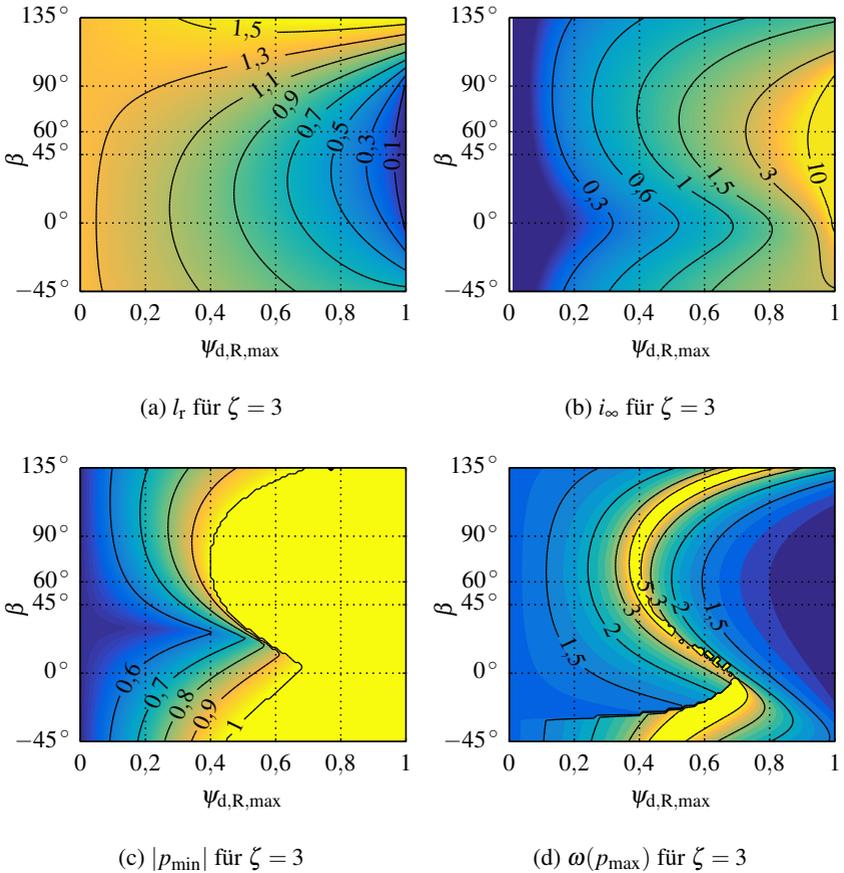
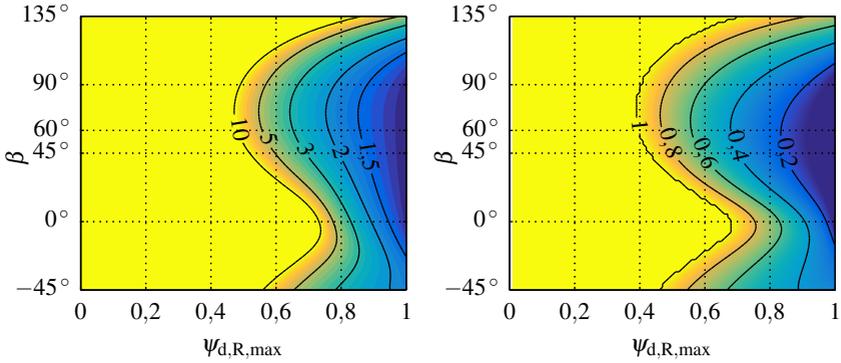
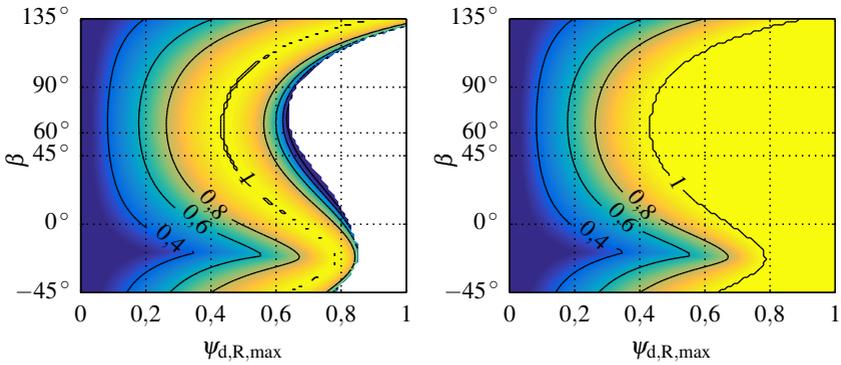


Abbildung A.2: Gemeinsame Kenngrößen in der $\psi_{d,R,\max}$ - β -Ebene beider Maschinentypen



(a) ω_{\max} für $\zeta = 3$ bei fester Rotorerregung (b) $\psi_{d,R,\text{opt}}(\omega \rightarrow \infty)/\psi_{d,R,\max}$ für $\zeta = 3$ bei variabler Rotorerregung



(c) $p_{\max}(\omega = 3)$ für $\zeta = 3$ bei fester Rotorerregung (d) $p_{\max}(\omega = 3)$ für $\zeta = 3$ bei variabler Rotorerregung

Abbildung A.3: Individuelle Kenngrößen in der $\psi_{d,R,\max}$ - β -Ebene beider Maschinentypen

A.4 Maschinendaten

A.4.1 Statorgeometrie

Die Bemaßung der Statorgeometrie ist in Abbildung A.4 gegeben.

Die bei der Berechnung der Eisenverluste verwendeten Koeffizienten gemäß Gleichung (4.1) lauten $c_{Hy,S} = 330 \text{ Ws/T}^2/\text{m}^3$, $c_{Wi,S} = 3,9 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ und $c_{Exc,S} = 0$.

A.4.2 Rotorgeometrien

Die Bemaßung der Rotorgeometrien der FESM und der aHSM2 sind in Abbildung A.5 gegeben.

Die bei der Berechnung der Eisenverluste verwendeten Koeffizienten gemäß Gleichung (4.1) lauten $c_{Hy,R} = 210 \text{ Ws/T}^2/\text{m}^3$, $c_{Wi,R} = 2,3 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ und $c_{Exc,R} = 0$.

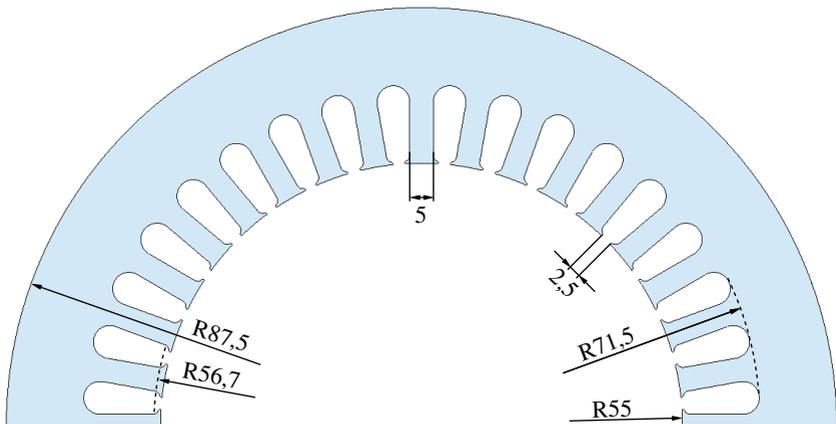
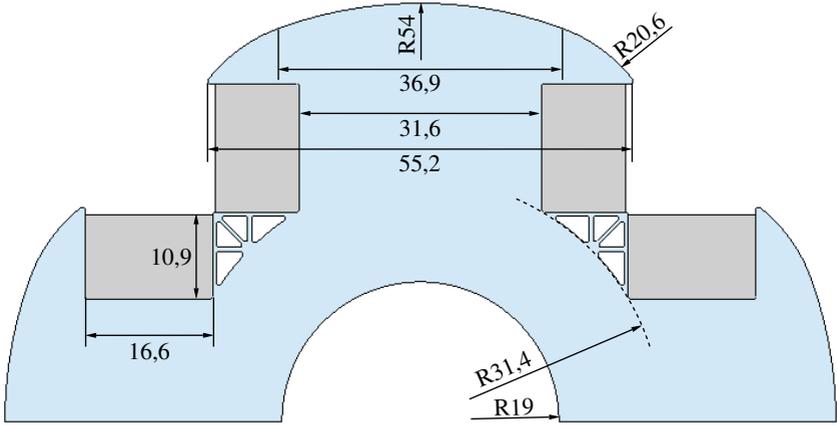
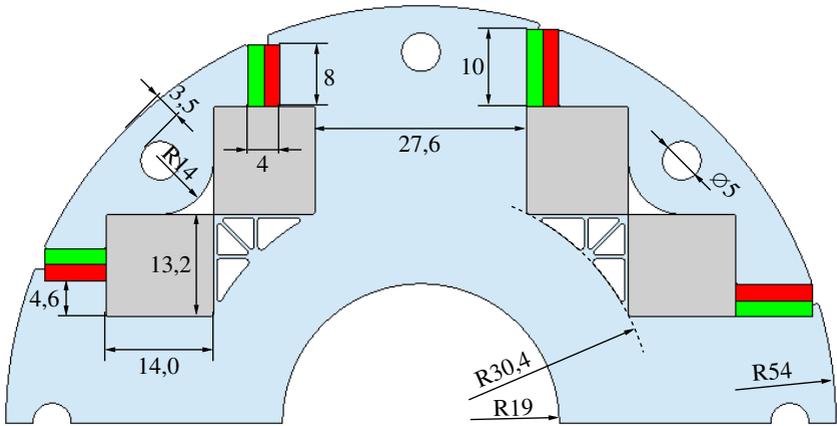


Abbildung A.4: Statorgeometrie. Alle Maße in mm.



(a) Rotorgeometrie der FESM



(b) Rotorgeometrie der aHSM2

Abbildung A.5: Rotorgeometrien. Alle Maße in mm.

A.4.3 Erregerwicklung

Die Erregerwicklung der fremderregten Maschinen ist so ausgelegt, dass im Nennbetrieb bei einer angenommenen Kupfertemperatur von 120°C dieselben Verluste wie der Rotorkreis der ursprünglich in den Statoren verbauten Asynchronmaschinen auftreten. Diese berechnen sich aus den Typenschildangaben mit dem Nennmoment M_N , der synchronen mechanischen Winkelgeschwindigkeit $\omega_{\text{mech, syn}}$ und der Nennleistung P_N zu

$$P_{\text{Cu,R}} = M_N \omega_{\text{mech, syn}} - P_N = 244,8 \text{ W} \quad (\text{A.47})$$

Basierend auf Voruntersuchungen wird die gewünschte Durchflutung einer Spulenseite des Rotors auf $\Theta_{\text{f,p}} = 780 \text{ A}$ festgelegt. Die mittlere Länge einer Leiterschleife der Rotorwicklung hängt von der Bauform des Pols ab, wird jedoch einheitlich auf $l_{\text{f0}} = 45 \text{ cm}$ gesetzt. Mit $\kappa_{\text{Cu}, 120^\circ\text{C}} \approx 4,167 \times 10^7 \text{ S/m}$ und einem angenommenen Füllfaktor $k_R = 0,6$ folgt für die benötigte Bruttoutfluchte

$$S_{\text{f,min}} = \frac{\Theta_{\text{f,p}}^2}{P_{\text{Cu,R}}/2p} \cdot \frac{l_{\text{f0}}}{\kappa_{\text{Cu}, 120^\circ\text{C}} k_R} \approx 180 \text{ mm}^2. \quad (\text{A.48})$$

Als Leiter wird ein Kupferflachdraht mit den Brutto-Abmessungen $2,5 \text{ mm} \times 1,0 \text{ mm}$ und den Netto-Abmessungen $2,24 \text{ mm} \times 0,8 \text{ mm}$ verwendet. Für die Spulenwindungszahl pro Pol w_p und den Nenn-Erregerstrom $I_{\text{R,N}}$ ergeben sich damit

$$w_p = \frac{k_R S_{\text{f,min}}}{2,24 \text{ mm} \cdot 0,8 \text{ mm}} \approx 60 \quad (\text{A.49})$$

$$I_{\text{R,N}} = \frac{\Theta_{\text{f}}}{w_p} = 13 \text{ A}. \quad (\text{A.50})$$

Der Rotorwiderstand bei 20°C beträgt damit

$$R_{\text{R}, 20^\circ\text{C}} = \frac{2p \cdot w_p \cdot l_{\text{f0}}}{2,24 \text{ mm} \cdot 0,8 \text{ mm} \cdot \kappa_{\text{Cu}, 20^\circ\text{C}}} \approx 1,039 \Omega. \quad (\text{A.51})$$

A.4.4 Linearisierung

In Tabelle A.1 sind einige Daten der fünf in Abschnitt 4.3 simulativ untersuchten Ausführungsformen gegenübergestellt. $L_{\text{tr},0}$ und $L_{\text{ss},0}$ bezeichnen die

differentielle Induktivität bei unbestromtem Stator und Nennerregung. m_{mot} und m_{gen} bezeichnen das aus den absoluten Größen berechnete normierte Drehmoment. $m_{\text{mot,lin}}$ und $m_{\text{gen,lin}}$ bezeichnen das aus den normierten Größen $\psi'_{\text{d,R,max}}$, ζ und β berechnete normierte Drehmoment aus den linearen Gleichungen. Es unterscheidet sich von m_{mot} und m_{gen} , da bei diesen Werten die Sättigung berücksichtigt ist.

	feste Rotorerregung		variable Rotorerregung		
	PMSM	aPMSM	FESM	aHSM1	aHSM2
$L_{\text{rr},0} / \text{mH}$	80,6	64,0	42,2	44,4	54,2
$L_{\text{ss},0} / \text{mH}$	20,3	21,0	31,7	20,7	23,6
$\psi_{\text{d,R,max}} / \text{mVs}$	668,8	679,0	1024,6	1008,9	876,8
$n_{\text{Eck}} / \text{min}^{-1}$	1517,7	1509,9	1436,1	1388,4	1426,7
$\psi'_{\text{d,R,max}}$	0,651	0,657	0,944	0,898	0,802
ζ_0	3,98	3,05	1,33	2,14	2,30
β	90,0°	62,0°	0,0°	30,3°	27,1°
m_{mot}	0,903	0,907	0,857	0,943	0,909
m_{gen}	-0,903	-0,627	-0,857	-0,764	-0,909
$m_{\text{mot,lin}}$	0,889	0,895	0,947	0,969	0,921
$m_{\text{gen,lin}}$	-0,889	-0,609	-0,947	-0,834	-0,921

Tabelle A.1: Daten der fünf simulativ untersuchten Ausführungsformen

A.4.5 Messung der Wirkungsgradkennfelder

Die Abbildungen A.6(a) bis A.6(d) stellen die gemessenen sowie die mit denselben Randbedingungen simulierten Wirkungsgrade der FESM und der aHSM2 gegenüber. Zusätzlich sind in den Abbildungen A.6(e) und A.6(f) die Kennfelder der aHSM2 gegeben, wenn lediglich positive Erregerströme zugelassen werden, wodurch sich eine asymmetrische Betriebscharakteristik einstellt.

Im Vergleich zur Simulation ist der Wirkungsgrad bei kleinen Drehmomenten bei beiden Maschinen schlechter. Auch der Spitzenwirkungsgrad fällt geringer aus. Dies kann einerseits auf die zu gering angenommenen Reibungsverluste zurückgeführt werden. Andererseits ist es wahrscheinlich, dass die Eisenverluste bei bestromtem Stator aufgrund zusätzlicher Verluste durch Stromoberschwingungen größer als berechnet ausfallen. In der Simulation werden lediglich grundfrequente Ströme berücksichtigt.

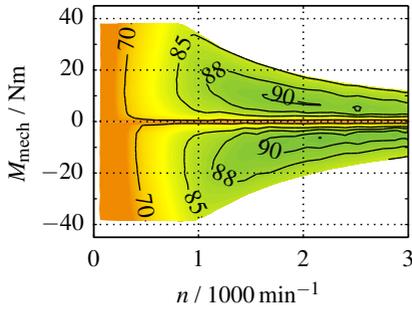
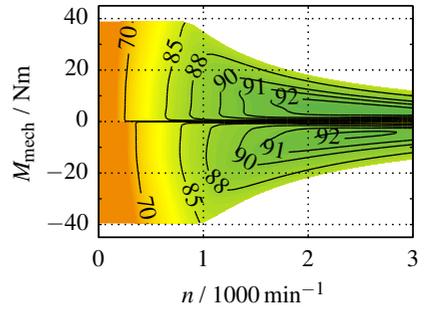
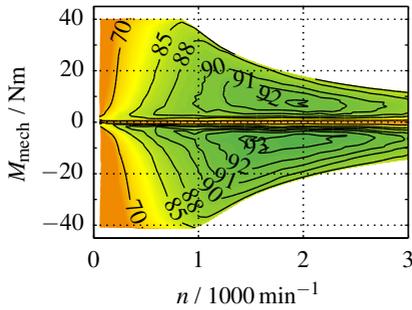
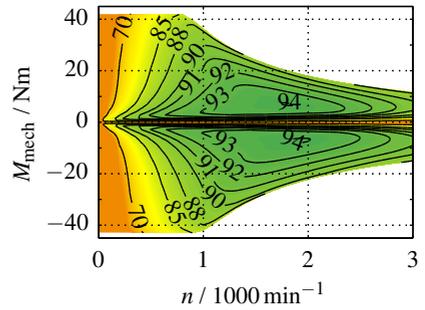
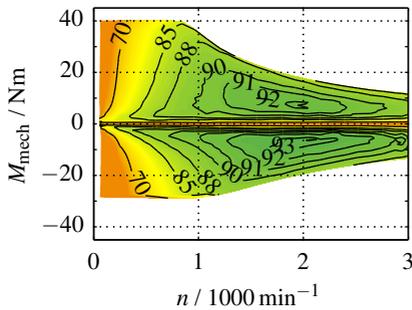
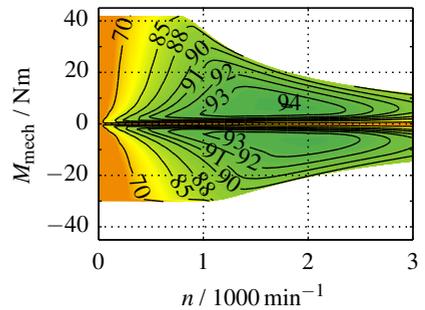
(a) η / % der FESM (gemessen)(b) η / % der FESM (berechnet)(c) η / % der aHSM2 (gemessen)(d) η / % der aHSM2 (berechnet)(e) η / % der aHSM2 mit $i_f \geq 0$ A (gemessen)(f) η / % der aHSM2 mit $i_f \geq 0$ A (berechnet)

Abbildung A.6: Gemessene (links) und berechnete (rechts) Wirkungsgradkennfelder der FESM (oben), aHSM2 (Mitte) und der aHSM2 mit $i_f \geq 0$ A (unten)

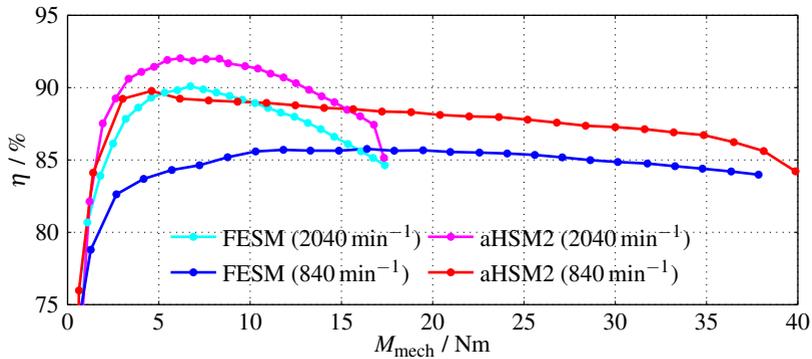


Abbildung A.7: Wirkungsgrad über dem Drehmoment bei verschiedenen Drehzahlen

In Abbildung A.7 ist eine vereinfachte Darstellung der Abbildungen A.6(a) und A.6(c) gegeben, wenn nur zwei diskrete Drehzahlen berücksichtigt werden. Hier wird deutlich, dass die aHSM2 über einen weiten Drehmomentbereich einen deutlich besseren Wirkungsgrad erreicht.

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

AFE	Active Front End
aHSM	magnetisch asymmetrische hybriderregte Synchronmaschine
aHSM1	aHSM mit Oberflächenmagneten und geometrischer Asymmetrie
aHSM2	aHSM mit vergrabenen Magneten und geometrischer Symmetrie
aPMSM	magnetisch asymmetrische PMSM
CPSR	Konstantleistungsbereich (Constant Power Speed Range)
DSP	digitaler Signalprozessor
FEM	Finite-Elemente-Methode
FESM	fremderregte Synchronmaschine
FPGA	Field Programmable Gate Array
HSM	hybriderregte Synchronmaschine
IC	integrierter Schaltkreis
IPM	PMSM mit eingelassenen Magneten
MTPA	Maximum Torque per Ampere
MTPV	Maximum Torque per Volt
MU	maschinenseitiger Umrichter
PC	Personal Computer
PI	proportional-integral (Regler)
PMSM	permanentmagneterregte Synchronmaschine
PVC	Polyvinylchlorid
REL	synchrone Reluktanzmaschine
SPM	PMSM mit Oberflächenmagneten
SSB1	Strom- und Spannungsbegrenzung (bei voller Erregung)
SSB2	Strom- und Spannungsbegrenzung (bei Teilerregung)
TSS	Tiefsetzsteller

ÜSS	Überspannungsschutz
WLTP	Worldwide Harmonized Light-Duty Vehicles Test Procedure

Formelzeichen

Griechische Formelzeichen

α	Verdrehungswinkel beim Two Part Rotor
α	Temperaturbeiwert
β	Asymmetriewinkel: Winkel zwischen d- und r-Achse
γ_x	elektrischer Winkel des Stromraumzeigers (ab der Achse x)
Γ	Rotorlagewinkel
Δ	Differenz
δ	Luftspalt
ε	Lagrange-Multiplikator
ζ	Anisotropie des Rotors
$\bar{\zeta}$	Hilfsgröße für Anisotropie: $\bar{\zeta} = 1 - \zeta^{-1}$
η	Wirkungsgrad
Θ	Durchflutung
ϑ	Temperatur
κ	elektrische Leitfähigkeit
Λ	Lagrange-Funktion
Λ	Ordnungszahl-Exponent
λ	Ordnungszahl der Harmonischen
λ	Beiwert
μ_0	magnetische Feldkonstante ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$)
μ_r	relative Permeabilitätszahl
Υ	Invariante
φ	Phasenverschiebungswinkel (elektrisch)
χ	Nebenbedingungsgleichung bei analytischer Optimierung
ψ	Flussverkettung
$\underline{\psi}$	Flussverkettungsraumzeiger
$\underline{\omega}$	Winkelgeschwindigkeit
$\tilde{\omega}$	Ersatzwinkelgeschwindigkeit $\tilde{\omega} = \text{sgn}(\cos \varphi) \cdot \omega$

Lateinische Formelzeichen

<i>A</i>	Verstärkung
<i>B</i>	Flussdichte
<i>C</i>	Ausnutzungsfaktor
C_x, c_x	Gleichungskoeffizienten ($x \in \mathbb{Z}$)
<i>D</i>	Durchmesser
<i>e</i>	Eulersche Zahl ($e = \sum_{k=0}^{\infty} k!^{-1} \approx 2,718$)
<i>F</i>	Anzahl berechneter Erregerströme
<i>f</i>	Frequenz
<i>f</i>	Funktion
<i>h</i>	Höhe
<i>I</i>	Strom (effektiv)
<i>i</i>	Strom
\underline{i}	Stromraumzeiger
<i>j</i>	imaginäre Einheit ($j^2 = -1$)
<i>k</i>	relative Länge beim Two Part Rotor
<i>k</i>	Reduktionsfaktor bei Spannungsbegrenzung
<i>k</i>	Füllfaktor
<i>L</i>	Induktivität (absolut)
<i>l</i>	Induktivität (normiert)
<i>l</i>	Länge
<i>M</i>	Drehmoment (absolut)
<i>m</i>	Drehmoment (normiert)
<i>m</i>	Phasenzahl
<i>N</i>	Polynomgrad
<i>n</i>	Drehzahl
<i>n</i>	Zählvariable Polynomkoeffizient
<i>P</i>	Wirkleistung (absolut)
<i>p</i>	Wirkleistung (normiert)
<i>p</i>	Polpaarzahl
<i>p</i>	spezifische (Eisen-)Verluste
<i>R</i>	Widerstand
<i>S</i>	Fläche
<i>s</i>	Scheinleistung (normiert)

S	Scheinleistung (absolut)
T	Periodendauer
t	Zeit
U	Spannung (effektiv)
u	Spannung
\underline{u}	Spannungsraumzeiger
w	Windungszahl

Indizes

0	Drehmomentsattelpunkt
0	Leerlauf
1	Grundwelle (links hochgestellt)
∞	Zentrum der Spannungsellipsen
A	Ausgang
ab	Ablösepunkt auf der sekundären MTPV-Trajektorie
B	Bezugswert für Normierung
Cu	Kupfer
d	d-Richtung (parallel zum Rotorfluss)
dq	d/q-Bezugssystem (hochgestellt)
d,R	in der d-Achse wirksam, durch den Rotor erzeugt
E	Eingang
el	elektrisch
Err	Erregersystem
Exc	Excess
f	f-Richtung (Rotorflussachse auf dem Rotor)
Fe	Eisen
ges	gesamt
h	Haupt
Hy	Hysterese
i	innen (Drehmoment, Leistung, Bohrungsdurchmesser)
Im	Imaginärteil
K	Bezugssystem (hochgestellt)
K	Kurzschluss
L	Lösung

L	begrenzter Wert
L1, L2, L3	Statorphasen
lin	linear
LL	Außenleiterwert
M	Maschinenteil
max	Maximalwert
mech	mechanisch
mess	Messung
min	Minimalwert
N	Nennwert (effektiv)
N	Neutralleiter
opt	optimal
p	Pol
PM	Permanentmagnet
q	q-Richtung (orthogonal zum Rotorfluss)
R	Rotor
r	r-Richtung (parallel zur größten magnetischen Leitfähigkeit)
Re	Realteil
Rel	Reluktanz, Reluktanzsystem
rem	Remanenz
rs	r/s-Bezugssystem (hochgestellt)
σ	Streuung
S	Stator
s	s-Richtung (orthogonal zur größten magnetischen Leitfähigkeit)
stat	stationär
syn	synchron
T	Takt
w	Sollwert
Wi	Wirbelstrom
Wk	Wickelkopf
WR	Luft- und Reibungsverluste
Z,A	Mittelpunkt der MTPA-Hyperbeln
Z,V	Mittelpunkt der MTPV-Hyperbeln
ZK	Zwischenkreis

Abbildungsverzeichnis

1.1	Geometrien und Drehmomentdiagramme von PMSM und FESM . . .	7
1.2	Geometriemodell und Drehmomentdiagramm einer aPMSM	9
1.3	Struktur und Gliederung der Arbeit	11
2.1	Achsensystem und Zeigerdiagramm	24
2.2	Spannungsellipsen und Berührungspunkte in der Stromebene	28
2.3	Drehmomentverlauf bei unterschiedlichen Werten von β	33
2.4	Drehmoment in der Stromebene	34
2.5	Leistungsfaktor in der Stromebene und Berechnung	36
2.6	Drehmomentkennlinien der Beispielmaschine	41
2.7	MTPA-Hyperbeln in der Stromebene	45
2.8	MTPV-Hyperbeln in der Stromebene	47
2.9	Erläuterungen zu den Betriebsarten SSB1 und SSB2	49
2.10	Bestimmung der Betriebsartenabfolge	52
2.11	Flowchart der Betriebsartenabfolge	54
2.12	Betriebstrajektorien der Beispielmaschine	57
2.13	Maximales motorisches Drehmoment im $\psi_{d,R,max}-\zeta-\beta$ -Raum	60
2.14	m_{max} und p_{max} in der $\psi_{d,R,max}-\beta$ -Ebene	61
2.15	$ m_{min} $ und $m_{max}/ m_{min} $ in der $\psi_{d,R,max}-\beta$ -Ebene	63
2.16	CPSR in der $\psi_{d,R,max}-\beta$ -Ebene	65
3.1	Beispielgeometrien sowie ${}^1B_\delta$ - und ${}^1L_\delta$ -Verläufe der Grundtypen . .	69
3.2	Schematische Darstellung und Beispiel eines Two Part Rotors . . .	71
3.3	Parameterstudie zum Two Part Rotor	74
3.4	Beispiele geometrisch asymmetrischer Rotoren aus der Literatur . .	77
3.5	Geometrische Asymmetrie mit IPM+SPM und FESM+FESM	79
3.6	Klassifikation hybrider einteiliger Rotoren	81
3.7	Geometrische Asymmetrie mit SPM+FESM und IPM+FESM	83
3.8	Feldlinienverläufe der aHSM-Varianten	85
3.9	Literaturbeispiele für aHSM-Geometrien	87

4.1	Strukturbild der Toolkette zur Wirkungsgradberechnung	91
4.2	Ergebnisaufbereitung durch Fourier/Polynom-Ansatz	93
4.3	Bei der Wirkungsgradberechnung verwendetes Verlustmodell	95
4.4	Geometrien der permanentmagneterregten Varianten	100
4.5	Harmonisches Verhalten der PMSM und aPMSM	101
4.6	Analyse und Einordnung der permanentmagneterregten Varianten	102
4.7	Wirkungsgradkennfelder der permanentmagneterregten Varianten	103
4.8	Geometrien von FESM, aHSM1 und aHSM2	104
4.9	Harmonisches Verhalten der FESM, aHSM1 und aHSM2	105
4.10	Analyse und Einordnung der fremd- und hybriderregten Varianten	106
4.11	Wirkungsgradkennfelder von FESM, aHSM1 und aHSM2	108
4.12	Wirkungsgrad im Fahrzyklus (simuliert)	110
4.13	Überlastverhalten der verschiedenen Maschinentypen	112
5.1	Längsschnitt durch den aHSM2-Rotor	116
5.2	Rotoren der Prototypen	117
5.3	Längsschnitt durch die aHSM2 auf dem Prüfstand	120
5.4	Foto des Prüfstands	122
5.5	Strukturbild des Prüfstands	123
5.6	Klemmenkasten mit integriertem Erregerumrichter	124
5.7	Blockdiagramm des Stromreglers und seiner Peripherie	130
5.8	Timing-Diagramm des Stromreglers	131
5.9	Erläuterungen zum Stromregler	134
6.1	Drehmoment durch Eisen- und Reibungsverluste im Leerlauf	141
6.2	Induzierte Spannung im Leerlauf bei Nennerregung	143
6.3	Induzierte Spannung im Leerlauf bei Variation von i_f	144
6.4	Kurzschlussstrom und Kurzschlussmoment	145
6.5	Messung der Flussverkettungskennfelder	147
6.6	Abweichung zwischen Simulation und Messung der Flussverkettung	150
6.7	Stromebene und Verhalten von i_f , $\psi_{S,0}$ und M_i	151
6.8	Dynamisches Verhalten bei verschiedenen Lastsprüngen	154
6.9	Gemessene Wirkungsgradkennfelder	159
6.10	Wirkungsgrad im Fahrzyklus (gemessen)	160
A.1	Bestimmung der r-Induktivität	170
A.2	Kenngrößen der Maschinentypen in der $\psi_{d,R,max}$ - β -Ebene I	173
A.3	Kenngrößen der Maschinentypen in der $\psi_{d,R,max}$ - β -Ebene II	174
A.4	Statorgeometrie	175
A.5	Rotorgeometrien	176
A.6	Gemessene und berechnete Wirkungsgradkennfelder	179
A.7	Wirkungsgrad über Drehmoment	180

Tabellenverzeichnis

1.1	Berücksichtigte Aspekte in den einzelnen Kapiteln	12
4.1	Daten des Stators	97
4.2	Daten der Erregerwicklung	99
6.1	Messwerte des Widerstands bei einer Raumtemperatur von 20 °C . .	139
A.1	Daten der fünf simulativ untersuchten Ausführungsformen	178

Literaturverzeichnis

Eigene Veröffentlichungen

- [E1] V. REINHARDT, R. KIMMICH und P. WINZER, „Auslegung einer Asynchronmaschine für Fahrtriebe mittels numerischer Optimierung und Softwareautomatisierung“, in *VDE/VDI-Fachtagung Antriebssysteme*, Nürtingen, Deutschland, 2011, S. 35–44.
- [E2] P. WINZER und M. DOPPELBAUER, „Berechnung von Wirkungsgradkennfeldern von Asynchronmaschinen mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode“, in *VDE/VDI-Fachtagung Antriebssysteme*, Nürtingen, Deutschland, 2013, S. 46–51.
- [E3] P. WINZER und M. DOPPELBAUER, „Charakterisierung und Auslegung von fremderregten Synchronmaschinen als Traktionsantrieb mit Hilfe der normierten Parameterebene“, in *Internationaler ETG-Kongress*, Berlin, Deutschland, 2013.
- [E4] J. RICHTER, P. WINZER und M. DOPPELBAUER, „Einsatz virtueller Prototypen bei der akausalen Modellierung und Simulation von permanenterregten Synchronmaschinen“, in *Internationaler ETG-Kongress*, Berlin, Deutschland, 2013.
- [E5] P. WINZER und M. DOPPELBAUER, „Theoretical analysis of synchronous machines with displaced reluctance axis“, in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, Deutschland, 2014, S. 641–647.
- [E6] P. WINZER und M. DOPPELBAUER, „Comparison of synchronous machine designs with displaced reluctance axis considering losses and iron saturation“, in *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, Coeur d’Alene, Idaho, USA, 2015, S. 1801–1807.

- [E7] M. VEIGEL, P. WINZER, J. RICHTER und M. DOPPELBAUER, „New FPGA-based and inline-capable measuring method for the identification of magnetic losses in electrical steel“, in *5th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, Nürnberg, Deutschland, 2015, S. 1–6.
- [E8] P. WINZER und M. DOPPELBAUER, „A hybrid permanent magnet and wound field synchronous machine with displaced reluctance axis capable of symmetric four quadrant operation“, in *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Karlsruhe, Deutschland, 2016.
- [E9] P. WINZER, J. RICHTER und M. DOPPELBAUER, „Dynamic control of generalized electrically excited synchronous machines using predictive flux control“, in *42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Florenz, Italien, 2016.
- [E10] M. BOXRIKER, P. WINZER, J. KOLB und M. DOPPELBAUER, „Increasing the operating range of permanent magnet synchronous motors by switching the winding configurations“, in *2nd IEEE Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Auckland, Neuseeland, 2016.
- [E11] P. WINZER, „Rotor-Stator-Anordnung für eine hybriderregte Synchronmaschine und ein Rotor dafür“, Schutzrecht; Anmelder: Karlsruher Institut für Technologie, 76131 Karlsruhe (DE); DE 10 2015 110 652 A1; Anmeldedatum: 2.7.2015.

Betreute studentische Arbeiten

- [S1] T. BEYER, „Programmierung eines Verfahrens zur Kennfelderzeugung von Synchronmaschinen in Matlab“, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2012.
- [S2] A. KRÄMER, „Auslegung eines Antriebsmotors für den Rennsportein-satz“, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2012.
- [S3] L. BRAUN, „Fahrer- und fahrsituationsabhängige Bewertung unterschiedlicher Elektromotorkonzepte“, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2013.

- [S4] A. MATUSZCZYK, „Auslegung einer elektromagnetisch betätigbaren Bremse mit stark reduzierten Streufeldern“, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2013.
- [S5] P. GUTKNECHT, „Entwurf und Aufbau eines Linearverstärkers für einen Epsteinrahmen“, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2013.
- [S6] S. BEN HADJ ALI, „Elektromagnetische Auslegung synchroner Reluktanzmotoren als geregelte Lüfterantriebe“, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2013.
- [S7] B. KAHRAMAN, „Programmierung eines Optimierungstools in Matlab für die FEM-Maschinenauslegung“, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2013.
- [S8] T. ROGG, „Self-Commissioning Flux Estimation with Cross-Magnetisation Effects in Synchronous Reluctance Machines“, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2014.
- [S9] B. WESCHENFELDER, „Parallelisierung von Linearverstärkermodulen zur Speisung eines Epsteinrahmen-Prüfstands“, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2014.
- [S10] M. SCHMOLL, „Aufbau und Inbetriebnahme eines mehrphasigen Linearverstärkers“, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2015.
- [S11] B. WESCHENFELDER, „Auslegung, Aufbau und Inbetriebnahme eines Hybridumrichters zur Netznachbildung“, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2017.
- [S12] S. FOITZIK, „Modellierung und Fehleranalyse von umrichter gespeisten, hoch ausgenutzten Synchronmaschinen auf Basis von Einzelspulen“, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2017.

Datenblätter, Software und Herstellerkataloge

- [D1] „MATLAB Release 2013b“, The MathWorks, Inc., Natick, Massachusetts, USA.

- [D2] VACUUMSCHMELZE GMBH & CO. KG, *Selten-Erd-Dauer-
magnete VACODYM · VACOMAX (PD002)*, Grüner Weg 37, 63450
Hanau, Deutschland, 2014.
- [D3] „Flux 11.2“, Cedrat S.A., Meylan, Frankreich.
- [D4] „Flux 11: User guide“, Cedrat S.A., Meylan, Frankreich, 2012.
- [D5] HENKEL AG & CO. KGAA, *Technical Data Sheet Hysol 9497*, Hen-
kelstraße 67, 40589 Düsseldorf, Deutschland, 2/2008.
- [D6] THYSSENKRUPP MATERIALS SCHWEIZ, *Werkstoffdatenblatt Titan
Grade 5*, Industriestrasse 20 / Bronschhofen, 9501 Wil, Schweiz, Ab-
ruf: 6.2.2015.
- [D7] R&G FASERVERBUNDWERKSTOFFE GMBH, *Technische Daten MP
Advanced*, Im Meißel 7 - 13, 71111 Waldenbuch, Deutschland, 6/2010.
- [D8] SKF GMBH, *Wälzlager*, Gunnar-Wester-Straße 12, 97421 Schwein-
furt, Deutschland, 1/2014.
- [D9] ING. ERICH GEISS GMBH & CO. KG - ELEKTROTECHNISCHE
FABRIK, <http://www.erichgeiss.de>, Bahnstrasse 28, 65843 Sulzbach,
Deutschland, Abruf: 9.12.2014.
- [D10] LTN SERVOTECHNIK GMBH, *Resolver RE 15*, Georg-Hardt-Straße 4,
83624 Otterfing, Deutschland, 1/2014.
- [D11] HENKEL AG & CO. KGAA, *Technisches Datenblatt LOCTITE 648*,
Henkelstraße 67, 40589 Düsseldorf, Deutschland, 10/2005.
- [D12] ETH MESSTECHNIK GMBH, *Drehmomentaufnehmer Typ DRFL-I
bis DRFL-VIII*, Hagstraße 10, 74417 Gschwend, Deutschland, Abruf:
9.3.2015.
- [D13] ETH MESSTECHNIK GMBH, *Kupplung Modell BK 2*, Hagstraße 10,
74417 Gschwend, Deutschland, Abruf: 31.3.2015.
- [D14] EBM-PAPST ST. GEORGEN GMBH & CO. KG, *DC-Axialventilator
2218 F/2TDH4P*, Hermann-Papst-Straße 1, 78112 St. Georgen,
Deutschland, Abruf: 26.2.2015.
- [D15] FEBROTEC GMBH, *SPEC Catalogue*, Frankfurter Straße 76, 58553
Halver, Deutschland, 2009.
- [D16] EBM-PAPST ST. GEORGEN GMBH & CO. KG, *DC-Axialventilator
424 JH*, Hermann-Papst-Straße 1, 78112 St. Georgen, Deutschland, Ab-
ruf: 26.2.2015.

- [D17] INFINEON TECHNOLOGIES AG, *FS75R12KT4*, Am Campeon 1-12, 85579 Neubiberg, Deutschland, 11/2013.
- [D18] INTERNATIONAL RECTIFIER CORPORATION, *IRFP4468PbF*, 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA, 5/2008.
- [D19] SILICON LABORATORIES INC., *Si824x*, 400 West Cesar Chavez, Austin, TX 78701, USA, 2014.
- [D20] MEAN WELL ENTERPRISES CORPORATION, *RSP-3000 series*, No.28, Wuquan 3rd Rd., Wugu Dist., New Taipei City 24891, Taiwan, China, 1/2014.
- [D21] LEM HOLDING SA, *Current Transducer LA 100-P*, Avenue Beauregard 1, 1700 Fribourg, Schweiz, 11/2014.

Literatur

- [1] G. OLAVARRIA, A. REINAP und M. ALAKÜLA, „Cost estimation of electric traction machine and gearbox for a hybrid vehicle application“, in *4th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, Nürnberg, Deutschland, 2014, S. 1–5.
- [2] M. MÄRGNER und W. HACKMANN, „Control challenges of an externally excited synchronous machine in an automotive traction drive application“, in *Emobility - Electrical Power Train*, Leipzig, Deutschland, 2010, S. 1–6.
- [3] E. ILLIANO, „Die stromerregte Synchronmaschine als hocheffizienter Traktionsmotor in Elektrofahrzeugen“, *Automobiltechnische Zeitschrift (ATZ) Elektronik*, S. 304–309, 4/2013.
- [4] M. SCHIEFER und M. DOPPELBAUER, „Indirect slot cooling for high-power-density machines with concentrated winding“, in *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, Coeur d’Alene, Idaho, USA, 2015, S. 1820–1825.
- [5] J. RICHTER und M. DOPPELBAUER, „Predictive trajectory control of permanent-magnet synchronous machines with nonlinear magnetics“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 63, Nr. 6, S. 3915–3924, 6/2016.
- [6] G. MÜLLER und B. PONICK, *Elektrische Maschinen – Grundlagen elektrischer Maschinen*. Weinheim: 10. Auflage, Wiley-VCH, 2014, ISBN: 978-3-527-41205-1.

- [7] R. FISCHER, *Elektrische Maschinen*. München: 16. Auflage, Carl Hanser Verlag, 2013, ISBN: 978-3-446-43813-2.
- [8] A. BINDER, *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Berlin: 1. Auflage, Springer-Verlag, 2012, ISBN: 978-3-540-71849-9.
- [9] W. SOONG und T. MILLER, „Theoretical limitations to the field-weakening performance of the five classes of brushless synchronous AC motor drive“, in *6th International Conference on Electrical Machines and Drives*, Oxford, England, 1993, S. 127–132.
- [10] T. JAHNS, G. KLIMAN und T. NEUMANN, „Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 22, Nr. 4, S. 738–747, 7/1986.
- [11] S. MORIMOTO, Y. TAKEDA, T. HIRASA und K. TANIGUCHI, „Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 26, Nr. 5, S. 866–871, 9/1990.
- [12] T. SEBASTIAN und G. SLEMON, „Operating limits of inverter-driven permanent magnet motor drives“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 23, Nr. 2, S. 327–333, 3/1987.
- [13] R. SCHIFERL und T. LIPO, „Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 26, Nr. 1, S. 115–123, 1/1990.
- [14] A. ADNANES, „Torque analysis of permanent magnet synchronous motors“, in *22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Cambridge, Massachusetts, USA, 1991, S. 695–701.
- [15] A. ADNANES und T. UNDELAND, „Optimum torque performance in PMSM drives above rated speed“, in *Industry Applications Society Annual Meeting*, Dearborn, Michigan, USA, 1991, S. 169–175.
- [16] R. BETZ, R. LAGERQUIST, M. JOVANOVIC, T. MILLER und R. MIDDLETON, „Control of synchronous reluctance machines“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 29, Nr. 6, S. 1110–1122, 11/1993.
- [17] N. BIANCHI und S. BOLOGNANI, „Unified approach to the analysis and design of an AC motor drive for flux-weakening operations“, in *33th Industry Applications Conference*, St. Louis, Missouri, USA, 1998, S. 95–102.

- [18] B. GAGAS, T. FUKUSHIGE, N. LIMSUWAN, C. YU, K. AKATSU und R. LORENZ, „Suggested design space in a PMSM parameter plane for variable flux machines“, in *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, Chicago, Illinois, USA, 2013, S. 549–556.
- [19] N. BIANCHI und S. BOLOGNANI, „Design procedure of a vector controlled induction motor for flux-weakening operations“, in *32nd Industry Applications Conference*, New Orleans, Louisiana, USA, 1997, S. 104–111.
- [20] J. DE SANTIAGO, H. BERNHOFF, B. EKERGÅRD, S. ERIKSSON, S. FERHATOVIC und R. WATERS, „Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: A review“, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 61, Nr. 2, S. 475–484, 2/2012.
- [21] Y. BURKHARDT, K. SCHLEICHER und M. KLÖPZIG, „A novel hybrid excited synchronous machine for (H)EV applications“, in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, Deutschland, 2014, S. 353–359.
- [22] M. RUBA, C. MARTIS, L. SZABO und F. JURCA, „Analysis of a switched reluctance machine for EV application with torque smoothening strategy“, in *International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, Tatranská Lomnica, Slowakei, 2015, S. 266–271.
- [23] N. BIANCHI und S. BOLOGNANI, „Parameters and volt-ampere ratings of a field-oriented induction motor drive for flux-weakening applications“, in *8th International Conference on Electrical Machines and Drives*, Cambridge, England, 1997, S. 46–50.
- [24] A. MATHOY, „Grundlagen für die Spezifikation von E-Antrieben“, *Motorteknische Zeitschrift (MTZ)*, S. 556–563, 9/2010.
- [25] Y. AMARA, L. VIDO, M. GABSI, E. HOANG, A. HAMID BEN AHMED und M. LECRIVAIN, „Hybrid excitation synchronous machines: Energy-efficient solution for vehicles propulsion“, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 58, Nr. 5, S. 2137–2149, 6/2009.
- [26] G. MÜLLER und B. PONICK, *Elektrische Maschinen – Theorie elektrischer Maschinen*. Weinheim: 6. Auflage, Wiley-VCH, 2009, ISBN: 978-3-527-40526-8.
- [27] D. SCHRÖDER, *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen*. Berlin: 3. Auflage, Springer-Verlag, 2009, ISBN: 978-3-540-89612-8.

- [28] D. SCHRÖDER, *Elektrische Antriebe – Grundlagen*. Berlin: 4. Auflage, Springer-Verlag, 2009, ISBN: 978-3-642-02989-9.
- [29] G. MÜLLER, K. VOGT und B. PONICK, *Elektrische Maschinen – Berechnung elektrischer Maschinen*. Weinheim: 6. Auflage, Wiley-VCH, 2008, ISBN: 978-3-527-40525-1.
- [30] C. ACKERMANN, *Optimale Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Nutzung des Reluktanzmoments*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2012.
- [31] C. ACKERMANN und H. SPÄTH, „Betriebliche Nutzung eines Reluktanzmoments bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen“, in *Internationaler ETG-Kongress*, Würzburg, Deutschland, 2011.
- [32] Y. AMARA, K. OUJEHANI, E. HOANG, M. GABSI, A. LECRIVAIN, A. BEN AHMED und S. DEROU, „Flux weakening of hybrid synchronous machines“, in *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, Cambridge, Massachusetts, USA, 2001, S. 367–373.
- [33] A. COLOTTI, „Feldschwächung bei Synchronmaschinen“, *A&D Kompendium*, S. 118–121, 2005/2006.
- [34] W. SOONG, *Design and Modelling of Axially-Laminated Interior Permanent Magnet Motor Drives for Field-Weakening Applications*. Dissertation, University of Glasgow, 1993.
- [35] I. BOLDEA, V. COROBAN-SCHRAMEL, G. ANDREESCU, F. BLAABJERG und S. SCRIDON, „BEGA starter/alternator – Vector control implementation and performance for wide speed range at unity power factor operation“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 46, Nr. 1, S. 150–158, 1/2010.
- [36] G. BOROCCHI, F. GIULIO CAPPONI, G. DE DONATO und F. CARICCHI, „A comparison of hybrid excitation solutions for single-axis and bi-axial synchronous machines“, in *22th International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Lausanne, Schweiz, 2016, S. 2510–2517.
- [37] F. WERNER und M. ZIEGLER, „Hybrid excited synchronous machine with reluctance torque and double axis excitation“, in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Anacapri, Italien, 2016, S. 1421–1426.
- [38] B. CHALMERS, L. MUSABA und D. GOSDEN, „Variable-frequency synchronous motor drives for electric vehicles“, in *30th Industry Applications Conference (IAS)*, Orlando, Florida, USA, 1995, S. 717–724.

- [39] B. CHALMERS, L. MUSABA und D. GOSDEN, „Variable-frequency synchronous motor drives for electric vehicles“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 32, Nr. 4, S. 896–903, 7/1996.
- [40] S. RANDI und S. ASTIER, „Parameters of salient pole synchronous motor drives with two-part rotor to achieve a given constant power speed range“, in *32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Vancouver, British Columbia, Kanada, 2001, S. 1673–1678.
- [41] X. CHEN, „Analysis on different rotor structure synchronous motor vector control“, in *2nd International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA)*, Changsha, China, 2009, S. 14–17.
- [42] J. ALSAWALHI, *An Asymmetric Salient Permanent Magnet Synchronous Machine for Wide Constant Power Speed Range Applications*. Dissertation, Purdue University West Lafayette Indiana, 2014.
- [43] J. ALSAWALHI und S. SUDHOFF, „Effects of positioning of permanent magnet axis relative to reluctance axis in permanent magnet synchronous machines“, in *Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, Champaign, Illinois, USA, 2015, S. 1–8.
- [44] I. BRONSTEIN, K. SEMENDJAJEW, G. MUSIOL und H. MÜHLIG, *Taschenbuch der Mathematik*. Frankfurt am Main: 7. Auflage, Verlag Harri Deutsch, 2008, ISBN: 978-3-8171-2007-9.
- [45] A. GAETANI und C. ROSSI, „Method for controlling a wound rotor synchronous machine“, Schutzrecht; Anmelder: C.A.R.E.R. Carrelificio Elettrico Romagnolo Dell’Ing. Angelo Gaetani E C.S.N.C., Cotignola (IT); US 7 378 814 B2; Anmeldedatum: 29.8.2005.
- [46] C. ROSSI, D. CASADEI, A. PILATI und M. MARANO, „Wound rotor salient pole synchronous machine drive for electric traction“, in *41st Industry Applications Conference (IAS)*, Tampa, Florida, USA, 2006, S. 1235–1241.
- [47] W. SOONG und T. MILLER, „Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives“, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Bd. 141, Nr. 6, S. 331–340, 11/1994.
- [48] N. BIANCHI, S. BOLOGNANI und C. B.J., „Salient-rotor PM synchronous motors for an extended flux-weakening operation range“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 36, Nr. 4, S. 1118–1125, 7/2000.

- [49] B. CHALMERS, R. AKMESE und L. MUSABA, „Design and field-weakening performance of permanent-magnet/reductance motor with two-part rotor“, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Bd. 145, Nr. 2, S. 133–139, 3/1998.
- [50] N. BIANCHI, S. BOLOGNANI und B. CHALMERS, „Design considerations for a PM synchronous motor with rotor saliency for high speed drives“, in *34th Industry Applications Conference (IAS)*, Phoenix, Arizona, USA, 1999, S. 117–124.
- [51] D. GOSDEN und B. CHALMERS, „Field weakening performance of a synchronous motor with two-part rotor“, in *8th International Conference on Electrical Machines and Drives*, Cambridge, England, 1997, S. 244–247.
- [52] D. GOSDEN, B. CHALMERS und L. MUSABA, „Drive system design for an electric vehicle based on alternative motor types“, in *5th International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, London, England, 1994, S. 710–715.
- [53] E. BESER, S. CAMUR, B. ARIFOGLU und E. BESER, „Analysis and application of a hybrid motor structure convenient to modify the magnet and reluctance torques on the rotor“, *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Bd. 7, Nr. 3, S. 349–357, 5/2012.
- [54] A. MUNTEANU, A. SIMION und L. LIVADARU, „Optimization study upon excitation pole shape of a hybrid synchronous generator“, in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Ischia, Italien, 2008, S. 1292–1296.
- [55] C. SYVERSON, „Hybrid alternator“, Schutzrecht; Anmelder: Ecoair Corp., New Haven, CT (US); US 5 397 975 A; Anmeldedatum: 14.6.1993.
- [56] K. BINNS, C. RILEY und T. WONG, „The efficient evaluation of torque and field gradient in permanent-magnet machines with small air-gap“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Bd. 21, Nr. 6, S. 2435–2438, 11/1985.
- [57] W. REN, Q. XU und Q. LI, „Reduction of cogging torque and torque ripple in interior PM machines with asymmetrical V-type rotor design“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Bd. 52, Nr. 7, S. 1–5, 7/2016.

- [58] E HOWARD, M. KAMPER und S. GERBER, „Flux barrier and skew design optimisation of reluctance synchronous machines“, in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, Deutschland, 2014, S. 1186–1192.
- [59] N. YANG, W. CAO, Z. LIU, Z. TAN, Y. ZHANG, S. YU und J. MORROW, „Novel asymmetrical rotor design for easy assembly and repair of rotor windings in synchronous generators“, in *2015 IEEE Magnetics Conference (INTERMAG)*, Beijing, China, 2015, S. 1–1.
- [60] W. ZHAO, T. LIPO und B. KWON, „Optimal design of a novel asymmetrical rotor structure to obtain torque and efficiency improvement in surface inset PM motors“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Bd. 51, Nr. 3, S. 1–4, 3/2015.
- [61] K. BINNS und W. BARNARD, „Novel design of self-starting synchronous motor“, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, Bd. 118, Nr. 2, S. 369–372, 2/1971.
- [62] K. BINNS und T. WONG, „Analysis and performance of a high-field permanent-magnet synchronous machine“, *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, Bd. 131, Nr. 6, S. 252–258, 11/1984.
- [63] N. YANG, W. CAO, Z. TAN, X. SONG, T. LITTLER und J. MORROW, „Asymmetrical rotor design for a synchronous machine based on surrogate optimisation algorithm“, in *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Glasgow, Schottland, 2016, S. 1–6.
- [64] T. FINKEN und K. HAMEYER, „Study of hybrid excited synchronous alternators for automotive applications using coupled FE and circuit simulations“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Bd. 44, Nr. 6, S. 1598–1601, 6/2008.
- [65] K. YAMAZAKI, K. ANDO, K. NISHIOKA, K. SHIMA, T. FUKAMI und K. SHIRAI, „Assist effects of additional permanent magnets in salient-pole synchronous generators“, in *19th International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Rom, Italien, 2010, S. 1–6.
- [66] K. KAMIEV, J. NERG, J. PYRHÖNEN, V. ZABOIN und P. HRABOVCOVÁ V. RAFAJDUS, „Hybrid excitation synchronous generators for island operation“, *IET Electric Power Applications*, Bd. 6, Nr. 1, S. 1–11, 1/2012.

- [67] T. FUKAMI, T. HAYAMIZU, Y. MATSUI, K. SHIMA, R. HANAOKA und S. TAKATA, „Steady-state analysis of a permanent-magnet-assisted salient-pole synchronous generator“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Bd. 25, Nr. 2, S. 388–393, 6/2010.
- [68] J.-C. MATT, L. LI und A. FOGGIA, „Synchronous rotary electric machine having hybrid-excitation rotor“, Schutzrecht; US 2013 0 162 094 A1; Anmeldedatum: 7.6.2011.
- [69] F. LIANG, M. MILLER und X. XU, „Hybrid permanent magnet/synchronous machine“, Schutzrecht; Anmelder: Ballard Power Systems Corporation, Dearborn, MI (US); US 6 548 931 B2; Anmeldedatum: 26.11.2001.
- [70] A. MATHOY, „Stromerregter Synchronmotor insbesondere für Fahrzeugantriebe“, Schutzrecht; Anmelder: Brusa Elektronik AG, Sennwald (CH); DE 10 2007 040 750 A1; Anmeldedatum: 28.8.2007.
- [71] E. ILLIANO, „Rotor for a current excited synchronous machine“, Schutzrecht; Anmelder: Brusa Elektronik AG, Sennwald (CH); EP 2 991 194 A1; Anmeldedatum: 26.8.2014.
- [72] S. SCRIDON, I. BOLDEA, L. TUTELEA, F. BLAABJERG und A. RITCHIE, „BEGA – A biaxial excitation generator for automobiles: Comprehensive characterization and test results“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 41, Nr. 4, S. 935–944, 7/2005.
- [73] E. BOLTE, *Elektrische Maschinen*. Berlin: 1. Auflage, Springer-Verlag, 2012, ISBN: 978-3-642-05484-6.
- [74] N. BIANCHI, *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements*. Boca Raton, Florida: 1. Auflage, Taylor & Francis, 2005, ISBN: 0-8493-3399-7.
- [75] S. J. SALON, *Finite Element Analysis of Electrical Machines*. Boston: 1. Auflage, Kluwer Academic, 1995, ISBN: 0-7923-9594-8.
- [76] P. WINZER, „Auslegung und mathematische Modellierung einer unrichtergespeisten Asynchronmaschine als Fahrentrieb“, Diplomarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2011.
- [77] R. GRUNE, *Verlustoptimaler Betrieb einer elektrisch erregten Synchronmaschine für den Einsatz in Elektrofahrzeugen*. Dissertation, Technische Universität Berlin, 2013.

-
- [78] WEBPRÄSENZ DER WIRTSCHAFTSKOMMISSION FÜR EUROPA, <https://www2.unece.org/wiki/pages/viewpage.action?pageId=2523179>, Abruf: 26.1.2017.
- [79] J. RICHTER, *Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2016.
- [80] T. GEMASSMER, *Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2015.
- [81] C. AXTMANN, M. BOXRIKER und M. BRAUN, „A custom, high-performance real time measurement and control system for arbitrary power electronic systems in academic research and education“, in *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Karlsruhe, Deutschland, 2016, S. 1–7.
- [82] A. SCHMITT, *Hochdynamische Power Hardware-in-the-Loop Emulation hoch ausgenutzter Synchronmaschinen mit einem Modularen-Multiphasen-Multilevel Umrichter*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2017.
- [83] U. TIETZE und C. SCHENK, *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Berlin: 11. Auflage, Springer-Verlag, 1999, ISBN: 3-540-64192-0.
- [84] M. DIEHL, „Konzeption und Aufbau einer FPGA-basierten Drehgeberauswertung“, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2014.
- [85] J. RICHTER, A. DOLLINGER und M. DOPPELBAUER, „Iron loss and parameter measurement of permanent magnet synchronous machines“, in *21th International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, Deutschland, 2014, S. 1635–1641.
- [86] M. LIU und X. ZHANG, „Simulation of AC excitation field orientation control for hybrid excitation synchronous generator“, in *International Conference on Measurement, Information and Control (ICMIC)*, Harbin, China, 2013, S. 879–882.
- [87] S. CARPIUC, C. LAZAR und D. PATRASCU, „Optimal torque control of the externally excited synchronous machine“, *Journal of Control Engineering and Applied Informatics*, Bd. 14, Nr. 2, S. 80–88, 4/2012.

- [88] A. DÒRIA-CEREZO, V. UTKIN, R. MUNOZ-AGUILAR und E. FOS-SAS, „Control of a stand-alone wound rotor synchronous generator: Two sliding mode approaches via regulation of the d-voltage component“, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Bd. 20, Nr. 3, S. 779–786, 5/2012.
- [89] A. JAIN und V. RANGANATHAN, „Modeling and field oriented control of salient pole wound field synchronous machine in stator flux coordinates“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 58, Nr. 3, S. 960–970, 3/2011.
- [90] A. EL MAGRI, F. GIRI, A. ABOULOIFA und M. HALOUA, „Nonlinear control of wound-rotor synchronous-motor“, in *International Conference on Control Applications (CCA)*, München, Deutschland, 2006, S. 3110–3115.
- [91] M. ALNAJJAR und D. GERLING, „Model predictive control of six-phase variable frequency electrically excited starter generator for more electric aircraft“, in *11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Sydney, Australien, 2015, S. 23–28.
- [92] J. RICHTER, T. GEMASSMER und M. DOPPELBAUER, „Predictive current control of saturated cross-coupled permanent magnet synchronous machines“, in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Ischia, Italien, 2014, S. 830–835.
- [93] J. RICHTER, P. BÄUERLE, T. GEMASSMER und M. DOPPELBAUER, „Transient trajectory control of permanent magnet synchronous machines with nonlinear magnetics“, in *International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Sevilla, Spanien, 2015, S. 2345–2351.
- [94] T. HUBERT, M. REINLEIN, A. KREMSER und H. HERZOG, „Torque ripple minimization of reluctance synchronous machines by continuous and discrete rotor skewing“, in *5th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, Nürnberg, Deutschland, 2015, S. 1–7.
- [95] P. MORENO-TORRES, J. TORRES, M. LAFOZ, M. YEGUAS und J. ARRIBAS, „Minimum losses point tracking and minimum current point tracking in interior PMSMs“, in *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Karlsruhe, Deutschland, 2016, S. 1–9.