

DISSERTATION
über das Thema

Zweiachsige Hybriderregung von Synchronmaschinen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

**Fachbereich: Elektrotechnik / Informatik
Universität Kassel**

vorgelegt von
Dipl.-Ing. Friedrich Werner

Tag der mündlichen Prüfung: 05.04.2017

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Marcus Ziegler
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Lutz Rauchfuß

Danksagung

Die vorliegende Arbeit ist während meiner Tätigkeit am Lehrstuhl „Elektrische Maschinen und Antriebe“ der Universität Kassel unter der Leitung von Prof. Dr.-Ing. Marcus Ziegler entstanden. Die Motivation zu der behandelten Thematik entstammt meiner wissenschaftlichen Arbeit im Rahmen der Forschungsschwerpunkte des Fachgebiets, insbesondere der alternativen Elektrischen Maschinenkonzepte.

Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Marcus Ziegler möchte ich mich sehr herzlich für die Betreuung meiner Dissertation bedanken. Sein Engagement und seine ständige Bereitschaft zu Fachgesprächen und Diskussionen haben maßgeblich zur Realisierung dieser Arbeit beigetragen. Außerdem danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Lutz Rauchfuß für die Übernahme des zweiten Gutachtens.

Mein Dank gilt außerdem meinen Kollegen, die mich mit fachlichen Diskussionen und außerfachlichen Gesprächen stets motiviert haben und mit konstruktiven Vorschlägen und Hilfestellungen zu inhaltlichen und formalen Aspekten immer zur Seite gestanden haben.

Im besonderen möchte ich mich bei Freunden und Familie bedanken. Ohne die moralische Unterstützung und Geduld meiner Mitmenschen wäre diese Arbeit nicht möglich gewesen. Mein ganz besonderer Dank gebührt meinen Eltern für ihren Rückhalt und ihre unermüdliche Unterstützung.

Kassel, 2016

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	IV
Symbolverzeichnis	V
1. Einleitung	1
2. Grundlagen	3
2.1. Feldorientierte Modellierung	3
2.1.1. Gleichungssystem der Synchronmaschine	6
2.2. Hybriderregung	11
2.2.1. Anforderungen	11
2.2.2. Ansatz und Problemstellung	13
2.3. Bestehende Hybriderregungskonzepte	16
2.3.1. Magnetische Reihenschaltung	16
2.3.2. Aufgeteilter Rotor	17
2.3.3. Transversale Anordnung	18
2.3.4. Homopolaranordnung	19
2.3.5. Weitere Typen	20
3. Hybriderregung mit zweiachsiger Ausrichtung	21
3.1. Grundlagen der Anordnung	22
3.2. Potenzial der zweiachsigen Erregung	24
3.2.1. Grundstellbereich	25
3.2.2. Feldschwäcbereich	30
3.3. Zusammenfassung	36
4. Simulation	37
4.1. Simulationsverfahren	37
4.2. Praktische Umsetzung	39
4.2.1. Magnetfeldsimulation	40
4.2.2. Kennfeldberechnung	41

4.2.3. Datenaufbereitung	43
4.2.4. Auswertungstool	47
4.3. Musterentwurf	48
4.4. Ergebnisse der Simulation	52
4.5. Bewertung des Konzepts	58
5. Experimenteller Aufbau	60
5.1. Mechanischer Aufbau	60
5.2. Messungen	62
5.2.1. Erregung	62
5.2.1.1. Rotorwiderstand	62
5.2.1.2. Induzierte Spannung	63
5.2.1.3. Thermisches Verhalten	67
5.2.2. Ersatzschaltbilddaten	69
5.2.3. Betriebsverhalten	71
6. Zusammenfassung und Ausblick	75
Abbildungsverzeichnis	77
Tabellenverzeichnis	79
Literaturverzeichnis	80
A. Anhang	83
A.1. Herleitung: Optimum im Feldschwächbereich	83
A.2. Signalflussplan	85
A.3. Kennfelder bei kleinerem Rotorwiderstand	86
A.4. Verwendete Messtechnik	87
A.5. Maßzeichnung Rotor	88

Abkürzungsverzeichnis

A/D	Analog / Digital
FEM	Finite Elemente Methode
FESM	Fremderregte Synchronmaschine
HESM	Hybriderregte Synchronmaschine
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
IPMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten, (engl. Interior Permanent Magnet Synchronous Machine)
MTPA	Regelverfahren, bei dem das maximale Moment bei minimalem Strom angestrebt wird, (engl. Maximum Torque Per Ampère) - In der Literatur teilweise auch MTPC (Maximum Torque Per Current) genannt
MTPF	Regelverfahren im Feldschwächbereich, bei dem das maximale Moment an der Spannungsbegrenzung angestrebt wird, (engl. Maximum Torque Per Flux) - In der Literatur teilweise auch MTPV (Maximum Torque Per Voltage) genannt
PMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine

Symbolverzeichnis

α_{20}	$[K^{-1}]$	Linearer Temperatur - Widerstandskoeffizient
α_{st}	$[^\circ el]$	Steuerwinkel zwischen Stromzeiger und d -Achse
β_{20}	$[K^{-2}]$	Quadratischer Temperatur - Widerstandskoeffizient
η	$[\%]$	Wirkungsgrad
μ_r	-	relative Permeabilität
ω	$[min^{-1}], [s^{-1}]$	Kreisfrequenz, Winkelgeschwindigkeit
ω_{el}	$[s^{-1}]$	Elektrische Kreisfrequenz ($2 \cdot \pi \cdot f$)
ω_{mech}	$[min^{-1}], [s^{-1}]$	Mechanische Winkelgeschwindigkeit ($2 \cdot \pi \cdot n$)
Ψ	$[T \cdot m], [V \cdot s]$	Flussverkettung
Ψ_d	$[T \cdot m], [V \cdot s]$	Flussverkettung in der d -Achse
Ψ_E	$[T \cdot m], [V \cdot s]$	Flussverkettung der Erregerespule
Ψ_{err}	$[T \cdot m], [V \cdot s]$	Allgemeine Erreger-Flussverkettung, hervorgerufen durch Permanentmagnete oder elektrische Erregung
Ψ_{PM}	$[T \cdot m], [V \cdot s]$	Flussverkettung, hervorgerufen durch Permanentmagnete
Ψ_q	$[T \cdot m], [V \cdot s]$	Flussverkettung in der q -Achse
$c_{r,i}$	$[W \cdot s^i], [W \cdot min^i]$	i -ter Koeffizient des Reibungsverlust - Polynoms
d	-	Achse in Magnetisierungsrichtung
f	$[Hz], [s^{-1}]$	Frequenz
h_S	$[mm]$	Achshöhe des Prototypen
I	$[A]$	Elektrischer Strom
I_d	$[A]$	Strom in der d -Achse
I_E	$[A]$	Erregerstrom
I_q	$[A]$	Strom in der q -Achse
I_s	$[A]$	Stator Strom
I_{str}	$[A]$	Stator Strangstrom, Effektivwert

k_{qE}	-	Koppelfaktor der Induktivitäten L_q und L_E
k_r	-	Gewichtungsfaktor für die Rotorverluste
l_A	$[mm]$	Aktivteillänge des Prototypen (Blechpaketlänge)
L_d	$[H], [\frac{V \cdot s}{A}], [\Omega \cdot s]$	Induktivität in der d -Achse
L_E	$[H], [\frac{V \cdot s}{A}], [\Omega \cdot s]$	Induktivität der Erregerwicklung
L_q	$[H], [\frac{V \cdot s}{A}], [\Omega \cdot s]$	Induktivität in der q -Achse
L_{wk}	$[H], [\frac{V \cdot s}{A}], [\Omega \cdot s]$	Wickelkopfinduktivität des Stators
M	$[N \cdot m]$	Drehmoment
M_{dE}	$[H], [\frac{V \cdot s}{A}], [\Omega \cdot s]$	Koppelinduktivität zwischen d -System und Erregerwicklung
M_{el}	$[N \cdot m]$	Spitzenwert Vollpolmoment der elektrischen Erregung
m_{el}	$[N \cdot m]$	Vollpolmoment der elektrischen Erregung in Abhängigkeit des Steuerwinkels α_{st}
m_{err}	$[N \cdot m]$	Allgemeines Vollpolmoment in Abhängigkeit des Steuerwinkels α_{st}
M_{IPMSM}	$[N \cdot m]$	Spitzenwert aus $m_{PM} + m_{rel}$
M_{PM}	$[N \cdot m]$	Spitzenwert Vollpolmoment der Permanentmagneterregung
m_{PM}	$[N \cdot m]$	Vollpolmoment der Permanentmagneterregung in Abhängigkeit des Steuerwinkels α_{st}
M_{qE}	$[H], [\frac{V \cdot s}{A}], [\Omega \cdot s]$	Koppelinduktivität zwischen q -System und Erregerwicklung
M_{rel}	$[N \cdot m]$	Spitzenwert Reluktanzmoment
m_{rel}	$[N \cdot m]$	Reluktanzmoment in Abhängigkeit des Steuerwinkels α_{st}
M_{sum}	$[N \cdot m]$	Spitzenwert Summenmoment
m_{sum}	$[N \cdot m]$	Summenmoment in Abhängigkeit des Steuerwinkels α_{st}
n	$[s^{-1}], [min^{-1}]$	Drehzahl
P	$[W], [V \cdot A], [\frac{J}{s}]$	Leistung
p	-	Polpaarzahl
P_{el}	$[W]$	Elektrische Gesamtleistung ($\sum U \cdot I$)
P_{fe}	$[W]$	Eisenverlustleistung
$P_{fe,ex}$	$[W]$	Excessverlustleistung
$P_{fe,h}$	$[W]$	Hystereseverlustleistung

$P_{fe,w}$	[W]	Wirbelstromverlustleistung
P_{mag}	[W]	Verlustleistung durch Wirbelströme im Magneten
P_{mech}	[W]	Mechanische Leistung, ($\omega_{mech} \cdot M$)
P_{reib}	[W]	Reibungsverlustleistung
$P_{v,ges}$	[W]	Gesamtverlustleistung
$P_{v,gew}$	[W]	Gewichtete Gesamtverlustleistung
q	-	Achse quer zur Magnetisierungsrichtung
R	[Ω]	allgemeiner ohm'scher Widerstand
R_1	[Ω]	Statorstrangwiderstand
R_{20}	[Ω]	Widerstand bei 20 °C
R_E	[Ω]	Widerstand der Erregerwicklung
T	[°C],[K]	Temperatur
t	[s]	Zeit
U	[V]	Elektrische Spannung
U_d	[V]	Spannung in der d -Achse
U_E	[V]	Spannung der Erregerwicklung
U_{ind}	[V]	Induzierte Leerlaufspannung, Spitzenwert
U_q	[V]	Spannung in der q -Achse
U_s	[V]	Stator Spannung
U_{str}	[V]	Stator-Strangspannung, Effektivwert
w_E	-	Spulenwindungszahl der Erregerwicklung

1. Einleitung

Neue Anwendungsfelder von geregelten elektrischen Antrieben, wie beispielsweise die Windenergie und die Elektromobilität, führen zu einer stetig steigenden Nachfrage nach wartungsfreien Systemen mit langen Betriebszeiten. Die erhöhten Anforderungen haben dazu geführt, dass Kommutatormaschinen aus vielen Antriebsanwendungen durch Drehfeldmaschinen abgelöst wurden.

Beachtliche Fortschritte in der Leistungsfähigkeit von Mikroprozessortechnik und Leistungselektronik machten diesen Schritt erst möglich. Besonders hervorzuheben ist die Entwicklung von abschaltbaren Bauelementen mit Sperrspannungen über 1000 V (z.B. IGBTs) und Mikrokontrollern mit integrierten antriebsrelevanten Funktionen.

Der Preisverfall der Leistungselektronik bei immer höheren Wirkungsgraden ermöglicht durch geeignete Topologien und entsprechende Regelung deutliche Energieeinsparung beim Betrieb elektrischer Antriebe.

In der Elektromobilität stellen im Besonderen gegensinnige Anforderungen, wie hohe Effizienz bei gleichzeitig minimalem Gewicht und Bauvolumen, die Motorentwicklung vor immer neue Herausforderungen. Zudem begrenzen in mobilen Anwendungen Sicherheitskriterien und Speichertechniken Spannungslage und Stromstärke. Jedoch bieten die hohen Stückzahlen, beispielsweise bei elektrischen Fahrzeugantrieben, ein großes Potential für neue Konzepte.

Für die eng gefassten Anforderungen ist die Permanentmagneterregte Synchronmaschine der vielfältig bevorzugte Maschinentyp. Um den Bauraum möglichst klein zu halten, werden die Antriebe häufig bei Drehzahlen weit über die Nenndrehzahl hinaus im Feldschwächbereich betrieben. Insbesondere im Bereich hoher Drehzahlen und niedrigem Drehmoment verringert bei Permanentmagneterregten Synchronmaschinen der Feldschwächstrom den Wirkungsgrad. Dem gegenüber ist die Fremderregte Synchronmaschine in diesem Betriebsbereich von Vorteil, die über ein vergleichbares Leistungsgewicht verfügt. Zudem kommt sie ohne teure Permanentmagnete aus.

Die logische Konsequenz ist demnach, die Vorteile beider Konzepte zu vereinen.

Demzufolge wird im Rahmen dieser Arbeit die Kombination beider Maschinentypen in Form einer Hybriderregten Synchronmaschine grundlegend untersucht.

Die Aufgabenstellung, welche der vorliegenden Arbeit zugrunde liegt, umfasst die Untersuchung eines zweiachsigen Aufbaus einer Hybriderregten Synchronmaschine. Hierbei wird der Fokus auf das grundlegende Verhalten dieses Maschinentyps gerichtet und evaluiert, welche Auswirkungen die beiden Erregersysteme auf den Betrieb am Stromrichter haben.

Nach einer kurzen Einführung in die Theorie von Synchronmaschinen schließt sich das Konzept der Hybriderregung an. Es erfolgt ein Vergleich der einzelnen Maschinentypen, aus denen sich eine Hybriderregte Synchronmaschine zusammensetzt. Darauf folgend werden die Problemstellungen dieser Vereinigung thematisiert.

Des Weiteren wird das Prinzip der zweiachsigen Erregung näher beleuchtet. Analytische Betrachtungen zeigen die besonderen Eigenheiten bei der Felderzeugung auf. Dabei wird getrennt untersucht, inwieweit der Grundstellbereich, sowie der Feldschwäcbereich vom zweiachsigen Erregersystem profitieren können.

Im anschließenden Kapitel erfolgt die Auslegung eines Musterentwurfs mittels Magnetfeldsimulation. Zum Zweck der Auswertung wurde im Rahmen dieser Arbeit ein Programm entwickelt. Erst dadurch wird eine wirkungsgradoptimierte Auswertung der Simulationen ermöglicht.

Schließlich validiert ein Prototyp die vorgenommenen Überlegungen und simulativen Untersuchungen anhand von Messungen im Labor.

2. Grundlagen

Im Zuge dieser Arbeit wird eine Hybriderregte Synchronmaschine (HESM) mit zwei-achsigen Aufbau und ihre Eigenschaften untersucht. In [27] sind Auszüge der nachfolgenden Ausführungen bereits veröffentlicht. Um die Funktionsweise und die Beweggründe für die besondere Bauweise der Maschine nachvollziehen zu können, sollen in diesem Kapitel zunächst Grundlagen abgehandelt werden, die zur Analyse von HESM erforderlich sind.

Grundsätzlich ist das Konzept der Hybriderregung an keinen Maschinentyp gebunden. So sind beispielsweise auch Gleichstrommaschinen mit zwei Erregungsarten denkbar. In dieser Arbeit werden jedoch ausschließlich Synchronmaschinen mit dreiphasiger Drehfeldwicklung behandelt. Die Grundtypen, aus denen sich eine HESM zusammensetzt, sind daher die Permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM) sowie die Fremderregte Synchronmaschine (FESM). Einige Erkenntnisse können jedoch auch auf andere Maschinentypen mit Hybriderregung übertragen werden.

In diesem Kapitel werden Motormodelle und Eigenschaften von Synchronmaschinen beleuchtet und Zusammenhänge herausgestellt, welche insbesondere bei der Entwicklung von hybriden Erregungskonzepten von Belang sind.

2.1. Feldorientierte Modellierung

Um die Eigenschaften von Synchronmaschinen simulieren und untersuchen zu können, ist ein mathematisches Modell nötig, das das Betriebsverhalten der Maschine näherungsweise abzubilden vermag. Eines der am häufigsten genutzten Modelle für Synchronmaschinen ist das feldorientierte Modell im d - q -System.

Es kommt einerseits bei Maschinen an Stromrichtern zum Einsatz, die die feldorientierte Regelung verwenden, zum anderen wird das Modell für die Nachbildung transienter Vorgänge in Netzmaschinen herangezogen [25].

Wie die Namensgebung vermuten lässt, nutzt das feldorientierte Modell ein Magnetfeld als Bezug. Üblicherweise wird hierbei auf das Magnetfeld des Rotors zurückge-

griffen. So werden im d - q -System, wie in Abbildung 2.1 exemplarisch dargestellt, die Magnetisierungsrichtung der Erregerwicklung als d -Achse und senkrecht dazu die q -Achse definiert. Da bei Synchronmaschinen Feld- und Maschinendrehzahl identisch sind, ist bei diesem Maschinentyp das Koordinatensystem rotorfest.

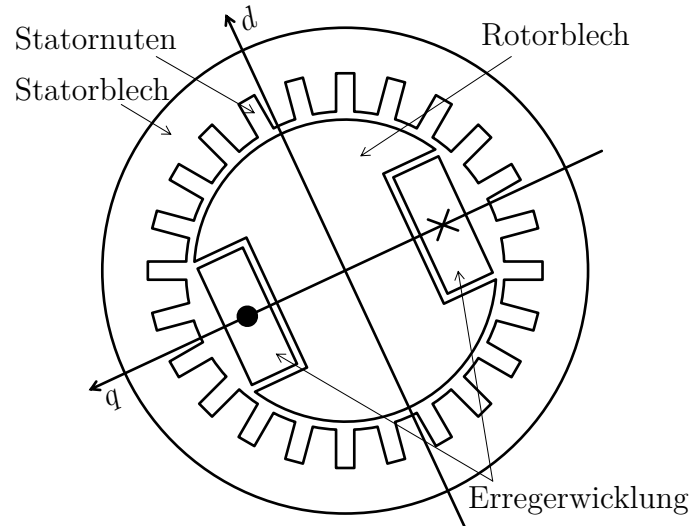


Abbildung 2.1.: Schematische Darstellung einer FESM im d - q -Koordinatensystem

Im Betrieb einer Synchronmaschine können die Ströme der Statorwicklungen durch Projektion in jeder Rotorstellung in denjenigen Anteil zerlegt werden, der ein Feld in Richtung der d -Achse erzeugt (I_d), und denjenigen Anteil, der ein Feld in q -Richtung erzeugt (I_q). Diese Projektion erfolgt über Transformations-Matrizen, deren mathematisches Modell ausführlich in [19, Kap. 5] hergeleitet und erläutert wird. Werden die gleichen Transformations-Matrizen auf die Spannungen des Stators angewendet, können auch die transformierten Größen U_d und U_q berechnet werden. Somit kann das dreiphasige Stator-System mit nur zwei Spannungsgleichungen beschrieben werden.

Dieses Maschinenmodell hat einige Vorteile. Zunächst besteht zwischen den zwei senkrecht zueinander stehenden Systemen keine magnetische Kopplung. Die Gleichungssysteme von d - und q -System können somit unabhängig voneinander betrachtet werden. Zudem liegt, wie in Abbildung 2.1 exemplarisch zu erkennen ist, bei Rotoren von Synchronmaschinen häufig eine magnetische Asymmetrie vor, die auch Reluktanz genannt wird. So fällt in diesem Beispiel, bei Betrachtung des Rotors entlang der q -Achse, zunächst ein etwas größerer Luftspalt ins Auge. Hinzu kommt die Erregerwicklung, deren magnetische Leitfähigkeit der von Luft gleicht ($\mu_r \approx 1$). Entlang der d -Achse liegt dagegen lediglich ein kleiner Luftspalt vor.

Der effektive Luftspalt ist entsprechend in der q -Richtung erheblich größer als in der

d -Richtung und somit die magnetische Leitfähigkeit des Rotors über den Umfang nicht konstant. Durch die Projektion auf diesen unsymmetrischen Teil der Maschine sind jedoch im transformierten System die magnetischen Eigenschaften weitgehend unabhängig von der Stellung des Rotors. Wird eine Synchronmaschine dagegen im statorfesten Koordinatensystem betrachtet, führen winkelabhängige Induktivitäten zu deutlich komplizierteren Simulationen [25].

Eine weitere positive Eigenschaft des feldorientierten Modells ist, dass durch die Umrechnung die elektrischen Größen einfacher darzustellen sind. Sind die Ströme und Spannungen im stationären Betrieb (Drehmoment und Drehzahl sind konstant) dreiphasige Sinusgrößen, entstehen durch die Transformation Gleichgrößen. Dies ist insbesondere für die Regelungstechnik eine erhebliche Erleichterung, weshalb für moderne Drehstromantriebe die feldorientierte Regelung zum Standard geworden ist [20].

Wie jedes Maschinenmodell, bildet auch das feldorientierte Modell nur eine Näherung der Wirklichkeit ab. So handelt es sich etwa um ein reines Grundwellenmodell mit linearen Zusammenhängen. Für das grundlegende Maschinenverhalten sind die einfachen Synchronmaschinenmodelle jedoch zunächst ausreichend und werden daher im folgenden verwendet.

In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, dass für die Transformation zwei verschiedene Verfahren im Einsatz sind:

- leistungsinvariant
- leistungsvariant

Bei der leistungsinvarianten Transformation sind, wie die Bezeichnung vermuten lässt, die Summen der Leistungen im transformierten und im nicht transformierten System identisch. Im d - q -System errechnete Leistungen können direkt für die reale Maschine übernommen werden.

Im Gegensatz dazu stehen bei der leistungsvarianten Transformation die Werte von Strom und Spannung im direkten Bezug. So gilt beispielsweise bei konstanter Drehzahl und symmetrischen sinusförmigen Strömen für den Spitzenwert des Strangstromes:

$$\widehat{I}_{str} = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (2.1)$$

Der Vorteil dieser Variante der Transformation ist, dass die Werte für Widerstände und Induktivitäten ohne Umrechnung in das transformierte System übernommen werden können. Daher wird in dieser Arbeit ausschließlich die leistungsvariante Transformation verwendet.

Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird mehrfach das Drehmoment von Synchronmaschinen bei konstantem Strom I_{str} aber unterschiedlicher Aufteilung auf die d - und q -Anteile untersucht. Hierfür ist eine andere Darstellung der Ströme anschaulicher. Analog zur Darstellung von komplexen Zahlen in der Gaußebene kann auch der Stromzeiger im d - q -Koordinatensystem über Betrag und Winkel definiert werden, wie in Abbildung 2.2 exemplarisch dargestellt ist.

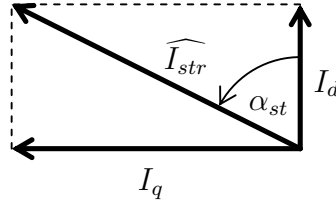


Abbildung 2.2.: Darstellung der Ströme im d - q -System

Der hier eingeführte Steuerwinkel α_{st} ist ab der positiven d -Achse definiert. Der Betrag des Stromzeigers entspricht dabei, wie in Gleichung 2.1 gezeigt, dem Spitzenwert des sinusförmigen Strangstroms. Für die Umrechnung zwischen den Darstellungsformen ergeben sich folgende Gleichungen:

$$I_d = \widehat{I}_{str} \cdot \cos(\alpha_{st}) = \sqrt{2} \cdot I_{str} \cdot \cos(\alpha_{st}) \quad (2.2)$$

$$I_q = \widehat{I}_{str} \cdot \sin(\alpha_{st}) = \sqrt{2} \cdot I_{str} \cdot \sin(\alpha_{st}) \quad (2.3)$$

An dieser Stelle wird der Fokus auf die Ströme gelegt, da diese für die Momentbildung der Maschine verantwortlich sind und zudem bei Stromrichtern für die Regelung verwendet werden. Analog dazu können jedoch auch für die Grundschnwingungen der Spannungen die gleichen Bezüge hergestellt werden.

2.1.1. Gleichungssystem der Synchronmaschine

In den nächsten Absätzen erfolgt die Anwendung des vorgestellten feldorientierten Systems auf die elektrische Maschine. Da sich diese Arbeit mit einer besonderen Bauform der Synchronmaschine befasst, folgt das entsprechende Gleichungssystem im d - q -System. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird erläutert, dass sich das vorgestellte Hybriderregungskonzept besonders für den Stromrichterbetrieb eignet. Daher ist im nachstehenden Maschinenmodell auf Dämpferwicklungen verzichtet worden, wie sie in Netz- und Line-Start-Maschinen zu finden sind.

Es folgen die grundlegenden Gleichungssysteme von PMSM und FESM. Die Herleitung ist in [5] und [19] ausführlich behandelt, weshalb an dieser Stelle unmittelbar

die Ergebnisse zusammengefasst sind.

Die Statorspannungen im d - q -System ergeben sich zu:

$$U_d = R_1 \cdot I_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_{el} \cdot \Psi_q \quad (2.4)$$

$$U_q = R_1 \cdot I_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_{el} \cdot \Psi_d \quad (2.5)$$

Handelt es sich um eine FESM, existiert auf dem Rotor ein weiterer Stromkreis, der über eine äquivalente Gleichung beschrieben werden kann. Allerdings muss das Rotorsystem nicht transformiert werden.

$$U_E = R_E \cdot I_E + \frac{d\Psi_E}{dt} \quad (2.6)$$

Die Flussverkettungen des Stators werden zunächst aus dem Produkt von Strömen und Induktivitäten berechnet. Bei Synchronmaschinen existiert zusätzlich ein Erregerfeld, das prinzipbedingt die Flussverkettungen des Stators beeinflusst. Dabei ist zunächst unerheblich, ob der Erregerfluss von Permanentmagneten oder einer Erregerwicklung erzeugt wird. Daher wird im folgenden ersatzweise eine allgemeine Erregerflussverkettung Ψ_{err} im Gleichungssystem verwendet.

Wie in Abschnitt 2.1 erläutert wurde, ist die d -Achse des feldorientierten Modells am Erregerfluss orientiert. Entsprechend wirkt die Erregerflussverkettung auf den Statorfluss in der d -Achse. Es ergeben sich folgende Gleichungen für Flussverkettungen des Stators:

$$\Psi_d = L_d \cdot I_d + \Psi_{err} \quad (2.7)$$

$$\Psi_q = L_q \cdot I_q \quad (2.8)$$

Die allgemeine Erregerflussverkettung in Gleichung 2.7 ist bei den zwei Maschinentypen der einzige Unterschied in den Gleichungssystemen. Im Falle der PMSM entspricht der Erregerfluss dem Fluss des Permanentmagneten und wird als konstant angenommen:

$$\Psi_{err} = \Psi_{PM} \quad (2.9)$$

Bei der FESM hängt das Erregerfeld vom Strom durch die Erregerwicklung ab und wirkt über die Koppelinduktivität M_{dE} auf das Statorsystem ein.

$$\Psi_{err} = M_{dE} \cdot I_E \quad (2.10)$$

Im Gleichungssystem der FESM existiert zudem, analog zu den Spannungsgleichungen, eine zusätzliche Gleichung für den Erregerkreis, welche im Umkehrschluss entsprechend mit dem d -System des Stators gekoppelt ist. Diese ergibt sich nach [5, Kap.16] zu:

$$\Psi_E = L_E \cdot I_E + \frac{3}{2} \cdot M_{dE} \cdot I_d \quad (2.11)$$

Das Drehmoment einer Drehfeldmaschine im d - q -System wird aus einer Kombination der Magnetfelder und Ströme gebildet. Hierbei bilden die Magnetfelder je mit dem Strom der anderen Achse einen Drehmomentanteil:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \{\Psi_d \cdot I_q - \Psi_q \cdot I_d\} \quad (2.12)$$

Werden nun die Flussverkettungen mithilfe der Gleichungen 2.7 und 2.8 ersetzt, entsteht eine allgemeine Drehmomentgleichung für Synchronmaschinen, wie sie in [5, 19] zu finden ist:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \{\Psi_{err} \cdot I_q + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q\} \quad (2.13)$$

Das Drehmoment nach Gleichung 2.13 besteht augenscheinlich aus zwei Anteilen. Zunächst liegt derjenige Anteil vor, der nur vom Erregerfeld Ψ_{err} und dem Strom I_q abhängt. Dieser Anteil des Drehmoments wird in der Literatur als Vollpolmoment bezeichnet.

Der zweite Anteil des Drehmoments hängt von beiden Strömen I_d und I_q ab und wird zusätzlich durch das Verhältnis der Induktivitäten L_d und L_q beeinflusst. Dieser Anteil wird mit dem Begriff Reluktanzmoment betitelt.

Um die Zusammenhänge der Gleichung anschaulicher zu gestalten, ist es an dieser Stelle nützlich, die Darstellungsform aus den Gleichungen 2.1 - 2.3 zu verwenden. Nach Anwendung von Sinus-Theoremen ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \{\Psi_{err} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{str} \cdot \sin(\alpha_{st}) + (L_d - L_q) \cdot I_{str}^2 \cdot \sin(2 \cdot \alpha_{st})\} \quad (2.14)$$

Anhand dieser Darstellungsform aus Gleichung 2.14 kann das Betriebsverhalten einer Synchronmaschine, bei konstantem Strangstrom I_{str} , zweidimensional dargestellt

werden. Das Vollpolmoment ist in diesem Fall vom Sinus des Steuerwinkels α_{st} abhängig, während das Reluktanzmoment vom Sinus des doppelten Steuerwinkels abhängt. Dabei ist außerdem von Bedeutung, welche der Induktivitäten, L_d oder L_q , die größere ist, da das Verhältnis das Vorzeichen des Reluktanzmoments bestimmt (vgl. auch Kapitel 2.2.2, Abbildung 2.8).

Zur Veranschaulichung werden im Folgenden die Eigenschaften der Drehmomentverläufe anhand einer Beispiel-Maschine erläutert. Hierfür wird eine Permanentmagneterregte Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten (IPMSM) verwendet, da dieser Maschinentyp im Verlauf dieser Arbeit von zentraler Bedeutung ist und die Grundlage der in Kapitel 3 vorgestellten zweiachsigen HESM darstellt.

Bei IPMSM ist die Induktivität L_q typischerweise größer als die Induktivität L_d , weshalb das Reluktanzmoment ein negatives Vorzeichen hat. Im nachstehenden Diagramm 2.3 sind die Verläufe für das Vollpol- bzw. Permanentmagnet-Moment (m_{PM}), das Reluktanzmoment (m_{rel}) und die Summe aus beiden (m_{sum}) für Steuerwinkel von $0 - 180^\circ$ dargestellt. Dies entspricht dem Motorbetrieb der Synchronmaschine.

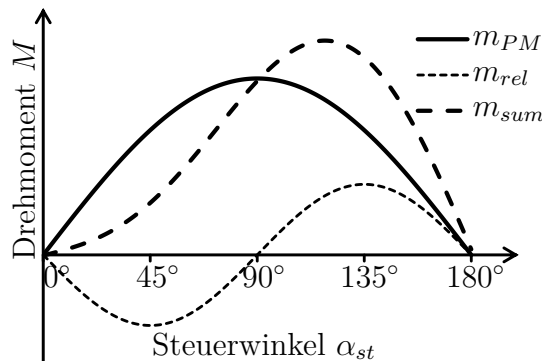


Abbildung 2.3.: Drehmomentverläufe einer IPMSM bei konstantem Strangstrom I_{str}

Aus Abbildung 2.3 ist abzuleiten, dass das Summenmoment einer IPMSM ein Maximum ausbildet. Somit existiert bei einem bestimmten Strangstrom I_{str} ein optimaler Steuerwinkel $\alpha_{st,opt}$ mit maximalem Moment.

Bei näherer Betrachtung der Gleichung 2.14 fällt jedoch auf, dass das Reluktanzmoment vom Quadrat des Strangstromes I_{str} abhängt, während sich das Vollpolmoment lediglich proportional dazu verhält. Daraus ist ersichtlich, dass auch der optimale Steuerwinkel $\alpha_{st,opt}$ keine konstante Größe ist, sondern eine Abhängigkeit zum Strangstrom aufweist. Dieser Zusammenhang wird in Abbildung 2.4 verdeutlicht.

Der optimale Steuerwinkel einer IPMSM kann nach [20, Kap. 16] aus den Maschi-

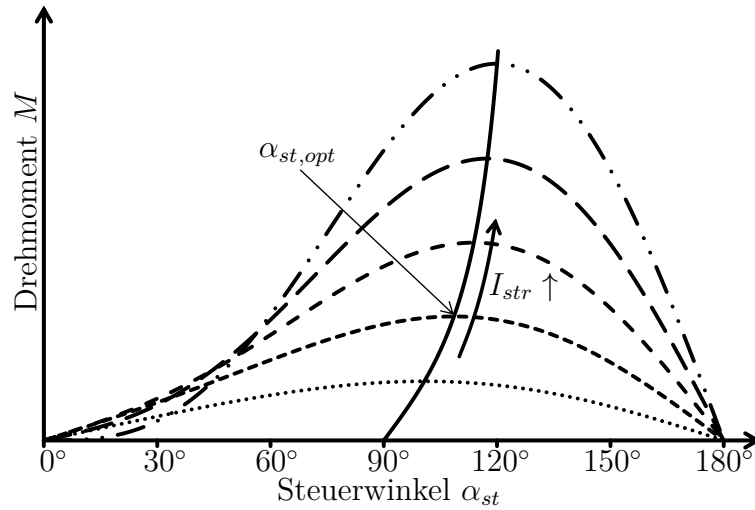


Abbildung 2.4.: Drehmoment einer IPMSM bei verschiedenen Strangströmen

nenparametern über folgende Gleichung bestimmt werden:

$$\alpha_{st,opt} = \arcsin \left(\frac{\Psi_{PM} - \sqrt{\Psi_{PM}^2 + 8 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot I_{str}^2}}{4 \cdot (L_d - L_q) \cdot I_{str}} \right) + 90^\circ \quad (2.15)$$

Bei Maschinen mit stark ausgeprägtem Reluktanzmoment ist bei gleichem Phasenstrom ein signifikanter Unterschied zwischen dem Drehmoment bei Standardregelung ($\alpha_{st} = 90^\circ$) und bei Regelung mit Nutzung des Reluktanzmoments ($\alpha_{st} = \alpha_{st,opt}$) zu verzeichnen. Da ein Großteil der Verluste einer Synchronmaschine auf die ohmschen Verluste im Stator zurückzuführen sind, kann somit auch ein höherer Wirkungsgrad erzielt werden. Die Regelstrategie, bei der eine Synchronmaschine stets mit optimalem Steuerwinkel betrieben wird, wird Maximum Torque Per Ampère (MTPA) genannt und ist in [15] und [20, Kap. 16] ausführlicher beschrieben.

Was hierbei zunächst vernachlässigt wird, sind Sättigungseffekte in der Maschine, die zu nicht konstanten Induktivitäten führen. Zudem kann im Feldschwächbereich einer IPMSM der optimale Steuerwinkel aufgrund der limitierten Speisespannung nicht angefahren werden, weshalb andere Regelziele in diesem Betrieb gesetzt werden.

Da die Regelung der IPMSM kein grundlegender Bestandteil dieser Arbeit ist, wird diese hier nicht näher thematisiert. Die Instrumente, die zur Veranschaulichung des Maschinenverhaltens an der Spannungsgrenze gebräuchlich sind, werden jedoch in Kapitel 3.2.2 aufgegriffen.

2.2. Hybriderregung

Mit dem Begriff „Hybrid“ wird üblicherweise eine Kombination von zwei oder mehreren Technologien beschrieben. Weithin bekannt sind beispielsweise Hybridfahrzeuge, die das Zusammenspiel von Verbrennungskraftmaschine und Elektromotor nutzen. Im konkreten Fall der Synchronmaschine wird in der Regel unterschieden, ob das Erregerfeld von Permanentmagneten oder Elektromagneten erzeugt wird. Bei der HESM werden beide Prinzipien kombiniert, um im optimalen Fall die Vorteile beider Technologien nutzen zu können. Im folgenden Abschnitt wird daher erörtert, welche Vorteile man sich von der Hybriderregung verspricht, und welche Problemstellungen bei der Umsetzung auftreten.

2.2.1. Anforderungen

Um zu verdeutlichen, welches Interesse an Synchronmaschinen mit Hybriderregung besteht, ist vorab ein kurzer Vergleich der beiden Einzelerregungen hilfreich. Abbildung 2.5 zeigt qualitativ anhand einiger Aspekte die Vor- und Nachteile beider Maschinentypen. Ein großer Abstand vom Ursprung des Diagramms ist als positiv beim jeweiligen Kriterium zu bewerten.

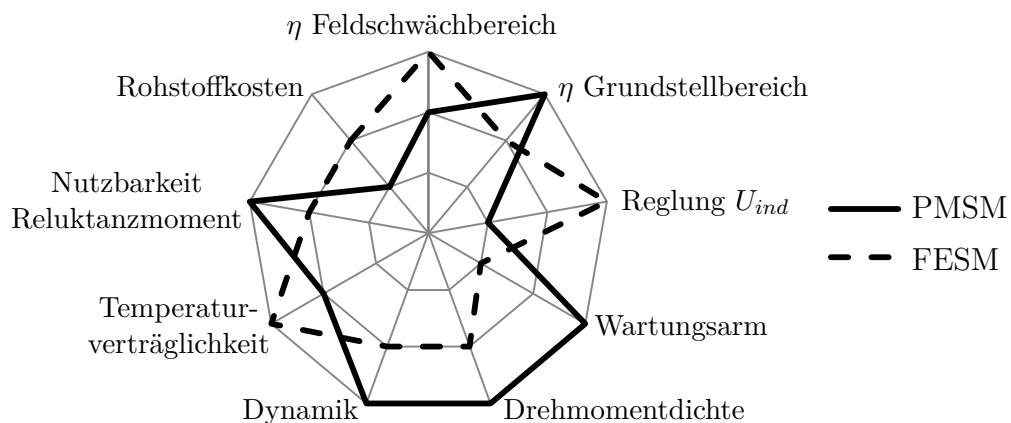


Abbildung 2.5.: Eigenschaften von Synchronmaschinen

Diese Darstellung ist als Orientierung zu verstehen, welche Eigenschaften den Erregungsarten typischerweise zugesprochen werden. In der Praxis werden jedoch nicht zwangsläufig alle Aspekte zutreffen und einige Ausnahmen existieren. Anhand der Beispiele ist zu erkennen, dass jeder Maschinentyp seine Vorzüge hat. Je nach An-

wendung muss entschieden werden, welcher Maschinentyp am besten geeignet erscheint.

Wird nun der Schritt von Synchronmaschinen mit Einzelerregung hin zur Hybriderregung angestrebt, geschieht dies mit dem Ziel, die positiven Eigenschaften beider Maschinentypen zu vereinigen und idealerweise sämtliche negativen Punkte zu eliminieren.

In der Praxis wird dies jedoch nur teilweise umsetzbar sein. Nachteile, wie beispielsweise die Temperaturverträglichkeit von Permanentmagneten oder wartungsintensive Schleifringe, können durch eine Hybriderregung nicht beseitigt werden. Zudem sind nicht zwangsläufig alle Eigenschaften für sämtliche Anwendungen von Belang. Die zentralen Anforderungen, anhand derer eine Hybriderregung bewertet werden kann, können daher wie folgt zusammengefasst werden:

1. Kostenreduzierung
2. Regelbarkeit der induzierten Spannung
3. Erhöhung von Drehmoment / Leistung
4. Erweiterung des Drehzahlbereichs
5. Verbesserung des Wirkungsgrads

Das Ziel dieser Arbeit ist, die grundlegenden technischen Eigenschaften einer zweiachsigen HESM zu untersuchen. Daher wird Punkt 1 nicht näher betrachtet. Dieser Aspekt stellt hingegen einen zentralen Punkt für die Industrie dar. Ziele, wie die Einsparung von Hochenergie-Magnetmaterial, bilden dabei die Motivation, den vermeintlich höheren Fertigungsaufwand von HESM in Kauf zu nehmen.

Weiterführend wird in Punkt 2 auf die Regelbarkeit der induzierten Spannung von Synchronmaschinen verwiesen, die bei HESM grundsätzlich gegeben ist. Dies ist zumindest gegenüber der PMSM ein Vorteil, der bei diversen Anwendungen nützlich sein kann. Darunter fallen beispielsweise die Spannungsregelung an ungesteuerten Gleichrichtern, sowie die Blindleistungssteuerung bei Netzmaschinen. Hinzu kommen sicherheitsrelevante Anwendungen, bei denen die induzierte Spannung zu Null regelbar sein muss.

Gegenüber der FESM, die ebenfalls die Möglichkeit zur Spannungsregelung aufweist, hat die Hybriderregung in diesem Fall den Vorteil, dass der Grundbedarf an Erregerfeld mit Magneten bereitgestellt werden kann. Auf diese Weise kann Erregerleistung eingespart und der Wirkungsgrad der Maschine verbessert werden.

Die Anforderungen Punkt 3 und 4 können weitgehend zusammengefasst betrachtet werden. In beiden Fällen soll mithilfe der Hybriderregung das Drehmoment-Drehzahl-Kennfeld der Maschine erweitert werden. Bei der Drehmomentsteigerung kann zum einen die Strategie verfolgt werden, ein höheres Dauermoment zu erlauben, indem die Verluste reduziert werden. Zum anderen ist es möglich, die Erregerwicklung für eine kurzzeitige Überlastung zu nutzen und somit das Maximalmoment zu erhöhen. Diese Forderungen sind jedoch auch vor dem Hintergrund zu sehen, dass zwei Erregersysteme tendenziell mehr Bauraum benötigen als eines, weshalb auch Leistungsdichte und Leistungsgewicht nicht außer acht gelassen werden dürfen.

Der Drehzahlbereich einer Synchronmaschine ist, abgesehen von der mechanischen Festigkeit, für gewöhnlich durch die Maximalspannung des Stromrichters begrenzt. An dieser Stelle soll die HESM durch Feldschwächung oder -verstärkung in einen anderen Betriebspunkt überführt werden. Dadurch soll ein erhöhtes Drehmoment bei einer bestimmten Drehzahl, oder im Umkehrschluss, eine höhere Drehzahl bei einem bestimmten Moment möglich werden.

Die Verbesserung des Wirkungsgrads (Punkt 5), die durch die Hybriderregung erzielt werden soll, wurde in den vorherigen Abschnitten bereits mehrfach erwähnt. So können beispielsweise Netzmaschinen oder andere Maschinen, die in relativ konstanten Arbeitspunkten betrieben werden, entsprechend optimiert werden.

Etwas komplizierter gestaltet sich eine Aufbesserung bei stromrichtergespeisten Maschinen, bei denen Drehzahl und Drehmoment variabel sind. Die unterschiedlichen Maschinentypen haben charakteristische Bereiche besonders hohen Wirkungsgrads. Ein anschaulicher Vergleich der Wirkungsgrade von stromrichtergespeisten Maschinen ist in [9] zu finden. Für eine Hybriderregte Maschine besteht somit die Herausforderung, im gesamten Drehmoment-Drehzahl-Kennfeld die Vorteile der jeweiligen Erregung zu nutzen.

Eine Betrachtung der zusammengefassten Anforderungen lässt vermuten, dass auch eine HESM nicht in sämtlichen Belangen ausschließlich von Vorteil sein kann. Dennoch ist eine nähere Erforschung der Hybriderregung von Interesse, da durch die Kombination der Erregersysteme neue Freiheitsgrade zur Auslegung und Optimierung entstehen.

2.2.2. Ansatz und Problemstellung

Nachdem die Anforderungen an eine Hybriderregung dargelegt wurden, wird im folgenden Abschnitt der generelle Aufbau erläutert und erörtert, welche Herausforderungen sich ergeben. Eine schematische Darstellung der Rotoren beider Maschi-

nentypen, die zu einer Hybriderregung vereint werden sollen, ist in Abbildung 2.6 veranschaulicht.

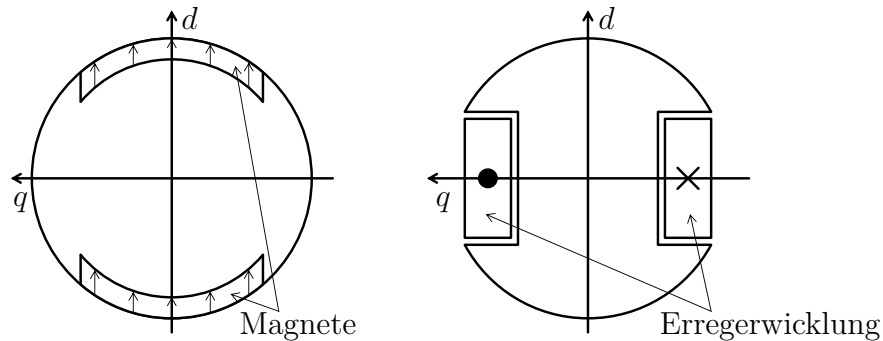


Abbildung 2.6.: Rotoren von PMSM (links) und FESM (rechts)

Der einfachste und zunächst logische Schritt ist an dieser Stelle, die beiden Rotor-schnitte durch eine direkte Überlagerung zu vereinen. Der schematische Aufbau des entstandenen hybriderregten Rotors ist in Abbildung 2.7 dargestellt.

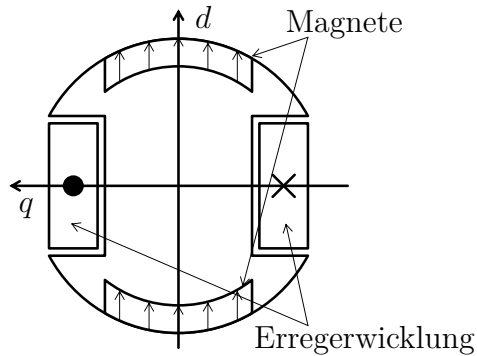


Abbildung 2.7.: Überlagerung der Erregersysteme

Der gezeigte Ansatz wurde im Jahr 1987 in [10] patentiert und ist auch in neueren Veröffentlichungen, wie beispielsweise [2, 11], zu finden. Es ist zu erkennen, dass sich die Felder von Permanentmagnet und Erregerwicklung direkt überlagern. Da das Feld der Erregerwicklung auch durch den Permanentmagneten verläuft, kann diese Anordnung auch als magnetische Reihenschaltung bezeichnet werden. Das Erregerfeld setzt sich somit aus der Summe beider Felder zusammen:

$$\Psi_{err} = \Psi_{PM} + M_{dE} \cdot I_E \quad (2.16)$$

Je nach Vorzeichen des Erregerstroms ist es somit möglich, das Feld des Magneten zu verstärken oder auch zu schwächen. Die Erregerflussverkettung Ψ_{err} kann nun im

Gleichungssystem aus Abschnitt 2.1.1 eingesetzt werden, um das Maschinenverhalten zu simulieren.

Bei näherer Untersuchung des Aufbaus aus Abbildung 2.7 fällt jedoch auf, dass diese Anordnung ineffizient ist. Die üblich verwendeten Magnetmaterialien weisen allgemein eine schlechte magnetische Leitfähigkeit ($\mu_r \approx 1$) auf. Damit stellt der Magnet für die Erregerwicklung eine Barriere dar, die vereinfacht als Vergrößerung des Luftspalts interpretiert werden kann. Somit ist eine sehr große Durchflutung notwendig, um eine signifikante Änderung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt der Maschine hervorzurufen. Der hierfür benötigte hohe Strom wiederum führt zu hohen Verlusten, weshalb dieses Konzept der HESM in vielen Fällen nicht geeignet ist.

Die zweite Problematik, die mit dem gezeigten Aufbau einher geht, betrifft das Reluktanzmoment der Maschine. Ein Reluktanzmoment bildet sich dann aus, wenn sich die magnetischen Leitfähigkeiten in den beiden Maschinenachsen unterscheiden ($L_d \neq L_q$). Reluktanzmomente sind nicht auf eine der Erregungsarten beschränkt. Es ist im Fall der PMSM vorwiegend bei IPMSM stark ausgeprägt, bei FESM tritt es insbesondere bei Schenkelpolmaschinen auf. Allerdings gibt es einen Unterschied zwischen den Maschinentypen. Bei näherer Betrachtung von Abbildung 2.6 fällt auf, dass im Falle der PMSM mehr Eisen in der q -Achse vorzufinden ist. Durch die schlechte magnetische Leitfähigkeit von Permanentmagneten ($\mu_r \approx 1$) liegt eine bessere magnetische Leitfähigkeit in dieser Achse vor ($L_d < L_q$).

Der Querschnitt der FESM zeigt dagegen deutlich mehr Eisen in der d -Achse. Da auch Kupfer eine schlechte magnetische Leitfähigkeit besitzt ($\mu_r \approx 1$), ist das Verhältnis der Induktivitäten der beiden Achsen genau umgekehrt ($L_d > L_q$).

Wie das unterschiedliche Verhältnis der Induktivitäten auf das Drehmoment einer Maschine einwirkt, kann aus Gleichung 2.14 abgeleitet werden und ist in Abbildung 2.8 qualitativ dargestellt. Der linke Verlauf entspricht hierbei typischerweise dem einer IPMSM und der rechte dem einer FESM mit Schenkelpolen.

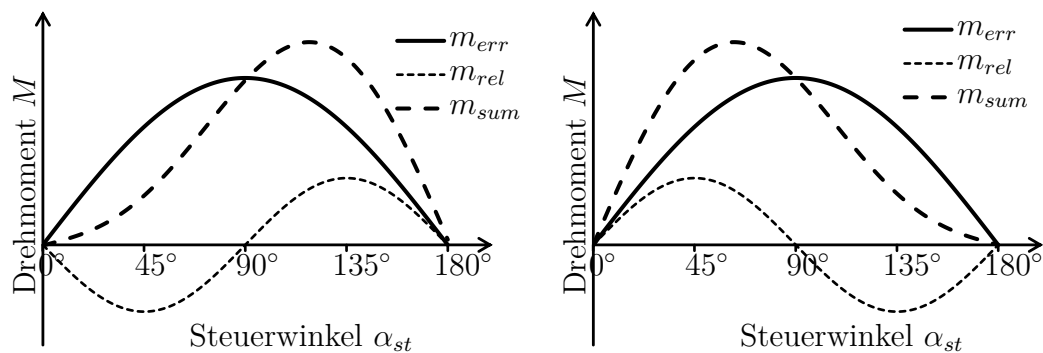


Abbildung 2.8.: Drehmomentverläufe bei $L_d < L_q$ (links) und $L_d > L_q$ (rechts)

Es ist ersichtlich, dass die Verläufe des Reluktanzmoments bei jedem Steuerwinkel ein entgegengesetztes Vorzeichen aufweisen. Werden nun die Rotorquerschnitte, wie in Abbildung 2.7 gezeigt, überlagert, entsprechen auch die Verläufe der Drehmomente einer Superposition. Die Reluktanzmomente schwächen sich dabei gegenseitig oder löschen sich gar komplett aus. Da die Verläufe des Reluktanzmoments für die beiden Maschinentypen charakteristisch sind, ist die Realisierung einer HESM ohne diese Problematik nur schwer umsetzbar.

Die in der Literatur zu findenden HESM-Konzepte zielen fast ausschließlich darauf ab, eine effiziente Kombination der beiden Erregersysteme zu gewährleisten. Die Problematik des Reluktanzmoments bleibt dagegen weitgehend unberücksichtigt. Die nachfolgenden Beispiele in Abschnitt 2.3 bestätigen dies.

Um die Regelung zu vereinfachen und eine hohe Dynamik zu erzielen, wird bei einem Großteil der heute produzierten PMSM bewusst auf ein Reluktanzmoment verzichtet. So sind beispielsweise Servomotoren sowie Torquemotoren üblicherweise mit Oberflächenmagneten bestückt, wodurch praktisch kein Reluktanzmoment vorhanden ist. Den Fokus auf die Felderzeugung von HESM zu legen, ist daher plausibel.

Ein ausgeprägtes Reluktanzmoment wird aber vor allem dann benötigt, wenn bei niedriger Spannungslage ein weites Drehmoment-Drehzahl-Kennfeld abgedeckt werden soll. Aus diesem Grund werden beispielsweise in Automobilantrieben häufig IPMSM eingesetzt.

2.3. Bestehende Hybriderregungskonzepte

Im voranstehenden Kapitel wurde erörtert, welche Vorteile eine HESM grundsätzlich erbringen kann. Auf der anderen Seite ist der einfache Aufbau, wie er in Abbildung 2.7 gezeigt ist, aufgrund der dargelegten Probleme nicht zielführend.

Um dennoch nutzbringende HESM konstruieren zu können, existiert eine Vielzahl an Varianten, die zum Ziel haben, die genannten Herausforderungen zu bewältigen. In [3] und [22] ist ein Überblick über einige der bisher erforschten Konzepte gegeben. Im folgenden wird eine Auswahl von Aufbauten beschrieben, um einige Beispiele für funktionale Hybriderregungskonzepte zu geben.

2.3.1. Magnetische Reihenschaltung

Der erste Typ von HESM, der zu nennen ist, entspricht dem Aufbau, der bereits in Abbildung 2.7 vorgestellt wurde [2, 10, 11]. Die Nachteile dieses Aufbaus wurden

bereits in Abschnitt 2.2.2 abgehandelt. An dieser Stelle soll der Begriff „magnetische Reihenschaltung“ jedoch noch einmal hervorgehoben werden. Er bedeutet, dass der Fluss der Erregerwicklung durch die Permanentmagnete geleitet wird, wodurch das System ineffizient wird.

Sämtliche Konzepte, die nachfolgend dargestellt werden, haben daher zum Ziel, diesen Umstand zu umgehen und eine „magnetische Parallelschaltung“ zu generieren. Somit soll der Fluss der Erregerwicklung möglichst nicht durch den Permanentmagneten beeinträchtigt werden.

2.3.2. Aufgeteilter Rotor

Eine der einfachsten Möglichkeiten, die sich in diesem Zusammenhang anbieten, ist das Zusammenfügen von zwei verschiedenen Rotoren auf einer Welle. In der Abbildung 2.9 wird beispielhaft der Rotor einer PMSM mit dem einer FESM auf einer Welle kombiniert dargestellt. Der Stator erstreckt sich in axialer Richtung über beide Rotoren und ist in dieser Darstellung nicht mit abgebildet.

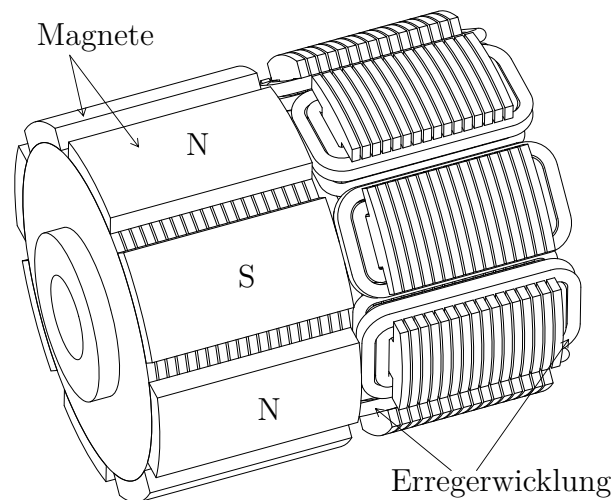


Abbildung 2.9.: PMSM und FESM auf einer Rotorwelle

Der Vorteil dieser Anordnung ist, dass sich hier beliebige Konzepte von Synchronmaschinen kombinieren lassen. So ist in [13] eine Kombination aus je einer elektrisch erregten und einer Permanentmagneterregten Klauenpolmaschine beschrieben, während in [18] ein elektrisch erregter Klauenpolrotor mit einer Synchronmaschine mit Oberflächenmagneten kombiniert wird.

Prinzipiell ist jede Kombination von Synchronrotoren denkbar, solange die Polpaarzahlen beider Einheiten übereinstimmen. Darüber hinaus kann frei gewählt werden,

ob eines der Systeme größer oder kleiner ausgeführt werden soll. Denkbar wäre auch, dass mehr als zwei Systeme auf einer Welle zum Einsatz kommen, wobei die entstehenden Vorteile fraglich sind.

Bei diesem Aufbau liegt augenscheinlich eine magnetische Parallelschaltung vor, da sich die Felder von Permanentmagnet und Fremderregung nicht überlagern. Je nach Polung des Erregerstroms, kann das Feld verstärkt oder auch geschwächt werden. Dieser Aufbau ist insofern praktikabel, als dass jeder Maschinenteil gesondert optimiert werden kann.

Ein Reluktanzmoment ist theoretisch möglich, wenn einer der beiden Maschinenteile größer und somit dominant ausgeführt wird. Eine starke Ausprägung ist jedoch nicht zu erwarten. Nachteilig an diesem Aufbau können Lücken für Wickelköpfe sein, wodurch ein Teil des Rotors ungenutzt bleibt.

2.3.3. Transversale Anordnung

Eine transversale Anordnung ist eine weitere Möglichkeit, das Feld der elektrischen Erregung nicht über die Permanentmagnete zu leiten. Als Beispiel ist hierfür in Abbildung 2.10 ein Querschnitt durch den Rotor und die Erregereinheit gezeigt. Der Stator ist nicht mit abgebildet. Dieser Aufbau wird unter anderem in [23] und [26] behandelt.

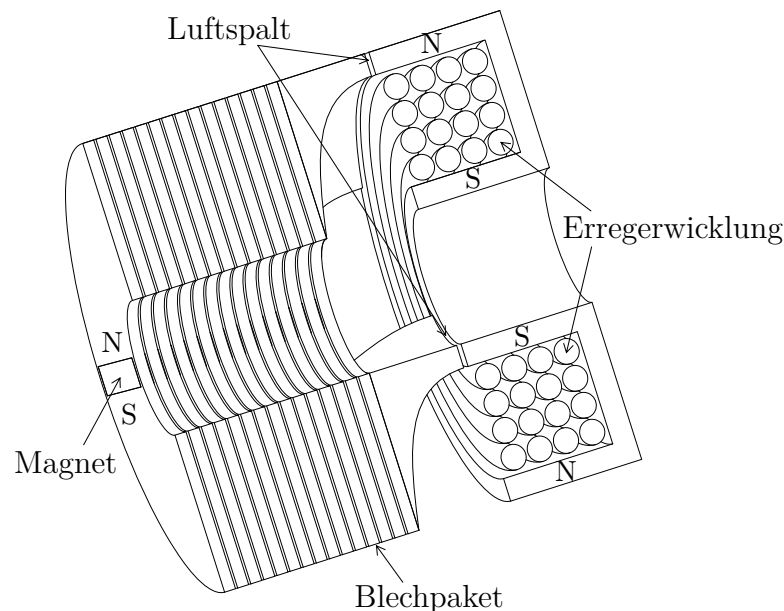


Abbildung 2.10.: Schnitt durch eine transversale Anordnung

Durch die Ein- und Ausleitung des Magnetfelds aus axialer Richtung wird das zu-

sätzliche Feld eingepägt. Die Erregerspule steht hierbei still und kann verstärkend oder auch schwächend wirken. Ein ausgeprägtes Reluktanzmoment ist jedoch nicht zu erwarten, da die Erregereinheit eine magnetisch gut leitfähige Verbindung schafft. Bei ausgeschalteter Erregung wird sich daher auch ein Großteil des Permanentmagnetflusses über die Erregereinheit ausbilden und somit nur wenig Fluss durch die Statorwicklungen der Maschine hervorrufen. Dies kann sicherheitstechnisch Vorteile haben. Weiterhin positiv bei dieser Anordnung ist die Platzierung der Erregung, die auf dem nicht rotierenden Teil der Maschine erfolgt. Um den magnetischen Fluss zu leiten, werden jedoch komplizierte dreidimensionale Aufbauten benötigt, die mit dem Rotor zusammen rotieren. Zudem wird durch die axiale Flussführung entgegen der Blechrichtung magnetisiert, wofür eine höhere Feldstärke benötigt wird.

2.3.4. Homopolaranordnung

Eine Methode, den Erregerfluss an den Permanentmagneten vorbei zu führen, ist die Nutzung von sogenannten Homopolarmaschinen, welche auch den Transversalflussmaschinen zugeordnet werden können. Wie in Abbildung 2.11 zu erkennen ist, besteht jeder zweite Pol aus ausgeformtem Blechmaterial, wohingegen die Zwischenräume mit Magneten bestückt sind. Von diesen Homopolarrotoren sind zwei mit gegensinniger Magnetisierung auf einer Welle plaziert. Zwischen den Maschinenteilen sitzt eine Erregerwicklung, die das Feld verstärken oder schwächen kann.

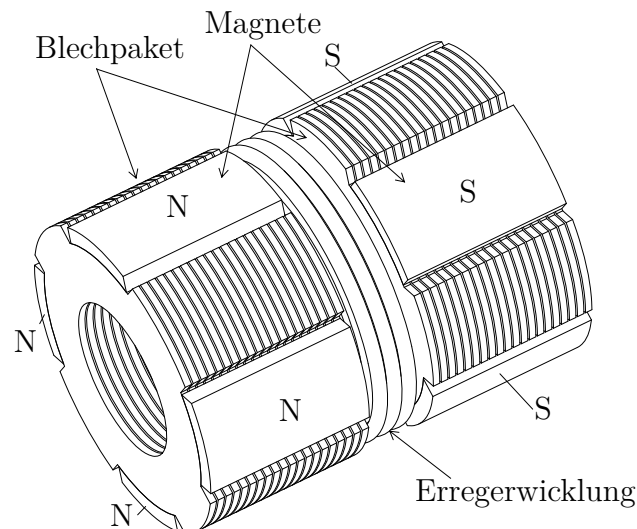


Abbildung 2.11.: Homopolarmaschine mit Hybriderregung

Der Stator erstreckt sich über die gesamte Länge der Maschine. Der gezeigte Aufbau wird in [14] behandelt. In [4] ist eine Maschine vorgestellt, die nach dem gleichem

Prinzip funktioniert, jedoch mit radial ausgerichteten Erregerspulen ausgestattet ist. Dieser Maschinentyp hat den Vorteil eines einfachen Aufbaus, bei dem jedoch effektiv die magnetische Reihenschaltung umgangen wird. Zudem kann die Erregerwicklung auch auf dem Stator untergebracht werden, was mechanische und thermische Vorteile haben kann. Allerdings ist das Erregerfeld des in Abbildung 2.11 dargestellten Rotors zum Teil gegen die Blechrichtung ausgerichtet. Ein Reluktanzmoment ist bei diesem Maschinentyp nur in geringem Maße zu erwarten.

2.3.5. Weitere Typen

Ein Maschinentyp, der in der Literatur vielfach untersucht wird, ist die Synchronreluktanzmaschine, wie sie beispielsweise in [1] behandelt wird. Hierbei sitzen sowohl Permanentmagnete als auch Erregerwicklung auf dem Stator der Maschine, wobei der Rotor ausschließlich aus Eisen besteht. Da es sich um einen abweichenden Maschinentyp handelt, wird dieser an dieser Stelle nicht weiter betrachtet, ist jedoch der Vollständigkeit halber mit aufgeführt.

Darüber hinaus existieren weitere Ansätze. Unter anderem wird der Streufluss über die Hybriderregung gesteuert [8] oder die effektive Polzahl auf dem Läufer durch Umschalten der Stromrichtung verändert. Die Gemeinsamkeit besteht auch bei diesen Typen in der Trennung der Magnetflüsse von Permanentmagnet und Erregerwicklung.

3. Hybriderregung mit zweiachsiger Ausrichtung

Im voranstehenden Kapitel wurden mehrere Konzepte für die Hybriderregung von Synchronmaschinen vorgestellt. Die Gemeinsamkeit sämtlicher Varianten ist, dass die magnetischen Flüsse beider Systeme zwar getrennt verlaufen, jedoch entlang der gleichen Magnetisierungsachse angeregt werden. Darüber hinaus ist bei sämtlichen Entwürfen allenfalls ein geringes Reluktanzmoment zu erwarten.

Der in diesem Kapitel vorgestellte Aufbau beruht auf dem Prinzip, dass die Magnetisierungsachsen von Permanentmagnet und elektrischer Erregung getrennt verlaufen. Auf diese Weise kann, trotz Hybriderregung, ein Reluktanzmoment in der Maschine wirken. Aus diesem Grund ist für die folgenden Untersuchungen des Maschinenkonzepts ausschließlich der Stromrichterbetrieb von Interesse, da die Betriebspunkte zur optimalen Nutzung der Maschine nur über eine Regelung einzustellen sind.

Das Prinzip der zweiachsigen Erregung wird in [6, 7, 21, 24] behandelt, jedoch mit dem Schwerpunkt einer FESM mit Magnetunterstützung. Die Analysen und Betrachtungen dieser Arbeit zielen dagegen darauf ab, eine PMSM mithilfe einer Fremderregung zu unterstützen und dabei das Reluktanzmoment zu erhalten. Hierbei sollen die grundlegenden Faktoren, die für einen effektiven Aufbau zu berücksichtigen sind, identifiziert werden.

Im folgenden wird der Aufbau und die Funktionsweise der HESM mit zweiachsiger Erregung (im folgenden „zweiachsige HESM“ genannt) beschrieben. Die Analysen beziehen sich auf den Betrieb der Maschine am Stromrichter, wobei sowohl Grundstellbereich, als auch Feldschwächbereich zu untersuchen sind. Hierbei wird zunächst das mathematische Prinzip erörtert und weiterführend einige Aspekte beleuchtet, die für die Erstellung eines geeigneten Entwurfs verwendet werden können.

3.1. Grundlagen der Anordnung

Das in dieser Arbeit vorgestellte Konzept für eine Hybriderregte Synchronmaschine unterscheidet sich von den meisten anderen Erregungskonzepten. Um auch bei einer HESM ein Reluktanzmoment zu erreichen, ist der Ansatz, die Kurvenverläufe aus Abbildung 2.8 so zu überlagern, dass die Verläufe der beiden Reluktanzmomente übereinander liegen. Dies bedeutet, dass, anders als bei den in Kapitel 2.3 gezeigten Anordnungen, die Magnetisierungsachsen von Permanentmagnet und Erregerwicklung senkrecht zueinander stehen. Abbildung 3.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Rotors einer zweiachsigen HESM.

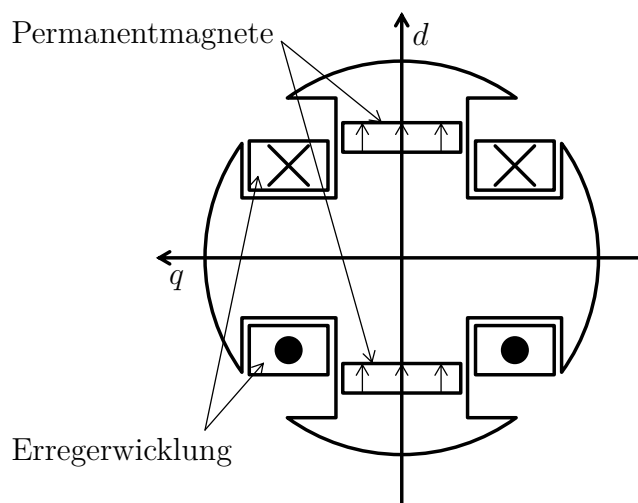


Abbildung 3.1.: Schematischer Rotorquerschnitt einer zweiachsigen Erregung

In dieser schematischen Zeichnung ist der Rotor einer zweipoligen Synchronmaschine dargestellt, die optisch jedoch einer vierpoligen Maschine ähnelt. Bei näherer Betrachtung wird jedoch deutlich, dass nur zwei der Pole mit Permanentmagneten bestückt sind, die jeweils ein Feld entlang der eingezeichneten d -Achse erzeugen. Die beiden Erregerpulen sind in der selben Richtung gewickelt, sodass der erzeugte magnetische Fluss bei positivem Strom in Richtung der positiven q -Achse verläuft. Durch die beschriebene senkrechte Anordnung der beiden Erregersysteme zueinander wird der Fluss der Permanentmagneten durch den der Erregerpule nicht beeinflusst, da sich die Felder ungestört überlagern, wenn Sättigungseffekte zunächst vernachlässigt werden. Prinzipiell kann das magnetische Feld der Permanentmagnetachse demnach durch das elektrische Erregersystem weder verstärkt noch abgeschwächt werden. Es wird ein zusätzliches Feld quer zum bestehenden Permanentmagnetfeld erzeugt, das zur zusätzlichen Drehmomenterzeugung genutzt werden kann.

Bei Betrachtung des in Abbildung 3.1 gezeigten Querschnitts fällt auf, dass eine gute magnetische Leitfähigkeit in Richtung der elektrischen Erregung vorhanden ist. Ein effizienter Betrieb der Erregerwicklung ist somit gewährleistet. In der d -Achse wird der magnetische Leitwert auf grund der Permanentmagnete geringer ausfallen. Somit kann ein Verhältnis von $L_d < L_q$ vorausgesetzt werden. Bei unbestromter Erregerwicklung ist bei dem gezeigten Aufbau somit das Verhalten einer IPMSM zu erwarten. Daher wird dieser Maschinentyp im folgenden als Grundlage der zweiachsigen HESM charakterisiert.

Die Gleichungen, die das System der hybriderregten Synchronmaschine beschreiben, können aus einer Kombination von PMSM und FESM übernommen werden (vgl. Kapitel 2.1.1). Hierbei ist jedoch die Achse der elektrischen Erregung in die q Achse verdreht. Zur besseren Übersicht werden auch sämtliche Gleichungen, die nicht durch die Hybriderregung beeinflusst werden, im folgenden mit aufgeführt. Für die Spannungen des Systems ergeben sich folgende Gleichungen:

$$U_d = R_1 \cdot I_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_{el} \cdot \Psi_q \quad (3.1)$$

$$U_q = R_1 \cdot I_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_{el} \cdot \Psi_d \quad (3.2)$$

$$U_E = R_E \cdot I_E + \frac{d\Psi_E}{dt} \quad (3.3)$$

Offensichtlich weisen diese Gleichungen zunächst keinen Unterschied zu einer FESM auf. Der Einfluss auf das Magnetfeld wird jedoch in den Flussverkettungen deutlich. Die Flussverkettungen Ψ für das System werden hierbei über nachfolgende Gleichungen beschrieben. Der Unterschied zu anderen Hybriderregungskonzepten ist, dass die Erregerwicklung nicht auf die Flussverkettung der d -Achse, sondern auf die Flussverkettung Ψ_q einwirkt:

$$\Psi_d = L_d \cdot I_d + \Psi_{PM} \quad (3.4)$$

$$\Psi_q = L_q \cdot I_q + M_{qE} \cdot I_E \quad (3.5)$$

Entsprechend wirkt sich auch das q -System des Stators auf die Flussverkettung des Erregersystems aus. Die Gleichung des Erregersystems nach [5, Kap. 16] ergibt sich somit zu:

$$\Psi_E = L_E \cdot I_E + \frac{3}{2} \cdot M_{qE} \cdot I_q \quad (3.6)$$

Die Koppelinduktivität M_{qE} definiert hierbei die magnetische Kopplung zwischen dem Erregerstrom I_E und dem q -Strom I_q . Das Drehmoment M der zweiachsigen HESM entspricht dem einer dreiphasigen Synchronmaschine und berechnet sich über folgende Gleichung:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \{\Psi_d \cdot I_q - \Psi_q \cdot I_d\} \quad (3.7)$$

Werden nun die Flussverkettungen der zweiachsigen HESM aus den Gleichungen 3.4 und 3.5 eingesetzt, ergibt sich das Drehmoment zu:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \{\Psi_{PM} \cdot I_q + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q - M_{qE} \cdot I_E \cdot I_d\} \quad (3.8)$$

Es ist ersichtlich, dass sich das Drehmoment aus drei Anteilen zusammensetzt, die sich, je nach Betriebspunkt, positiv oder negativ auf das Gesamtmoment auswirken können. Wie die Anteile bestmöglich kombiniert werden können, wird in den nachfolgenden Abschnitten erörtert.

Das Gleichungssystem kann zu einem Signalfussplan zusammengefasst werden, wie er üblicherweise zur Simulation von Regelstrategien verwendet wird. Der Signalfussplan der zweiachsigen HESM ist im Anhang A.2 dargestellt.

3.2. Potenzial der zweiachsigen Erregung

Nachdem im voranstehenden Abschnitt die wichtigsten Grundlagen und mathematischen Zusammenhänge für eine zweiachsige HESM behandelt wurden, soll nun fortführend erörtert werden, welche Vor- und Nachteile durch die Anordnung entstehen. Zunächst werden dabei sämtliche Sättigungseffekte vernachlässigt und alle Induktivitäten als konstant angenommen.

Es ist hierbei sinnvoll, die jeweiligen Betriebsarten von Synchronmaschinen am Stromrichter gesondert zu betrachten. Im folgenden werden daher zunächst der Grundstellbereich und der Feldschwächbereich einzeln untersucht, da sich die Erregung unterschiedlich auswirken kann.

3.2.1. Grundstellbereich

Für die erste Analyse der zweiachsigen Erregung sollte zunächst derjenige Betrieb untersucht werden, in dem die wenigsten Beschränkungen vorliegen. Im Grundstellbereich von Synchronmaschinen sind zunächst die Ströme I_d und I_q , sowie der Erregerstrom I_E , frei wählbar. Wird die Spannungs- bzw. Stromgrenze der Maschine erreicht, sind einige Kombinationen nicht mehr möglich. Diese Betriebsarten werden daher im nachfolgenden Abschnitt gesondert behandelt.

Für eine anschauliche Darstellung der verschiedenen Momentanteile ist es für die nachfolgenden Betrachtungen einfacher, die Schreibweise mit Verwendung des Steuerwinkels α_{st} zu wählen (vgl. Kapitel 2.1). Die Momentanteile aus Gleichung 3.8 können analog zu Gleichung 2.14 über die Beziehungen 2.2 und 2.3 in folgende Form umgerechnet werden:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left\{ \begin{array}{l} \Psi_{PM} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{str} \cdot \sin(\alpha_{st}) \\ + (L_d - L_q) \cdot I_{str}^2 \cdot \sin(2 \cdot \alpha_{st}) \\ - M_{qE} \cdot I_E \cdot \sqrt{2} \cdot I_{str} \cdot \cos(\alpha_{st}) \end{array} \right\} \quad (3.9)$$

In Gleichung 3.9 sind die drei Anteile des Gesamtmoments zeilenweise dargestellt. Üblicherweise werden die Momentanteile lediglich mit Vollpol- und Reluktanzmoment betitelt. Da bei der zweiachsigen HESM jedoch drei Anteile vorhanden sind, müssen neue Bezeichnungen definiert werden. In Tabelle 3.1 sind die drei Charakterisierungen aufgelistet, die im folgenden verwendet werden:

Symbol	Bezeichnung	Zeile in Gl. 3.9
m_{PM}	Permanentmagnet-Moment	1
m_{rel}	Reluktanzmoment	2
m_{el}	elektrisches Moment	3

Tabelle 3.1.: Bezeichnungen der Momentanteile

Aus Gleichung 3.9 ist ersichtlich, dass sämtliche Beiträge eine sinusförmige Abhängigkeit zum Steuerwinkel α_{st} aufweisen, wobei das Reluktanzmoment den doppelten Steuerwinkel im Sinustherm beinhaltet. Das Induktivitätsverhältnis einer IPMSM vorausgesetzt, ergeben sich die in Abbildung 3.2 gezeigten schematischen Drehmomentverläufe.

Zusätzlich zu den Momentanteilen ist das Summenmoment m_{sum} aller drei Anteile abgebildet. Im Bereich zwischen 90° und 180° sind sämtliche Momente positiv und bilden in der Summe ein Maximum aus. Dieses variiert in Amplitude und Winkel, je nach Ausprägung der einzelnen Drehmomentanteile.

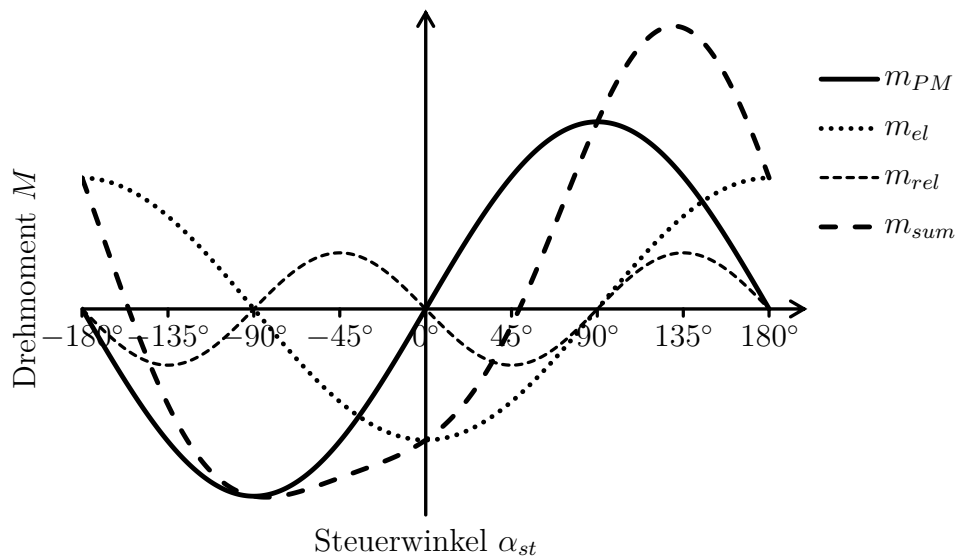


Abbildung 3.2.: Schematische Verläufe der verschiedenen Drehmomentanteile

Erkennbar ist jedoch auch der Nachteil der zweiachsigen Anordnung: Die Maxima von Permanentmagnet-Moment und elektrischem Moment fallen stets mit dem Nulldurchgang des jeweils anderen Momentverlaufs zusammen. Dies ist insofern ungünstig, als dass deren Potentiale nie vollständig genutzt werden können. Das Reluktanzmoment ist sichtlich günstiger gelegen. In Abbildung 3.2 liegen das Gesamtmaximum und das Maximum des Reluktanzmoments sehr nah beieinander. Daher kann die Vermutung aufgestellt werden, dass das Reluktanzmoment einen stärkeren Einfluss auf das Gesamtmaximum hat.

Außerdem ist auffällig, dass der Verlauf des Summenmoments, anders als bei gewöhnlichen Synchronmaschinen, nicht punktsymmetrisch zum Ursprung ist. Dies ist durch den achsensymmetrischen Cosinus-Formel begründet, der durch die zusätzliche Erregung hinzugefügt wird. Um ein Moment gleicher Amplitude in negative Richtung zu generieren, müsste demnach der Erregerstrom I_E in umgekehrter Richtung fließen, was eine Änderung des Vorzeichens von m_{el} zur Folge hätte.

Für die Auslegung einer Maschine dieses Erregertyps sollte eine Kombination der drei Drehmomentanteile gefunden werden, welche das Hybriderregungskonzept optimal ausnutzt. Zunächst ist es jedoch erforderlich, zu definieren, wodurch sich ein optimales Konzept eigentlich auszeichnet.

Da in dieser Arbeit eine PMSM als Grundlage verwendet wird, hat ein optimales Hybriderregungsmodell die Eigenschaft, mit möglichst wenig zusätzlicher elektrischer Erregung eine möglichst große Erhöhung des Drehmoments zu erzielen. In Abbildung 3.2 ist zu erkennen, dass sich der Spitzenwert des Summenmoments nicht linear aus

den Spitzenwerten der Einzelmomente zusammensetzt, sondern, je nach Ausprägung der drei Anteile, das maximale Moment und der zugehörige Steuerwinkel separat ermittelt werden müssen.

Hierfür ist es sinnvoll, die Anteile der Gleichung 3.9 zu vereinfachen. Dazu wird angenommen, dass die Drehmomentanteile jeweils eine unabhängige konstante Amplitude aufweisen:

$$m_{PM}(\alpha_{st}) = M_{PM} \cdot \sin(\alpha_{st}) \quad (3.10)$$

$$m_{rel}(\alpha_{st}) = -M_{rel} \cdot \sin(2 \cdot \alpha_{st}) \quad (3.11)$$

$$m_{el}(\alpha_{st}) = -M_{el} \cdot \cos(\alpha_{st}) \quad (3.12)$$

Das Gesamtmoment kann allgemein mit nachfolgender Gleichung dargestellt werden:

$$m_{sum}(\alpha_{st}) = m_{PM} + m_{rel} + m_{el} \quad (3.13)$$

Die Bezeichnungen M_{PM} , M_{rel} und M_{el} repräsentieren dabei die Spitzenwerte der jeweiligen Sinuskurve. Insbesondere beim Reluktanzmoment wird damit die Stromabhängigkeit zunächst vernachlässigt (vgl. Abbildung 2.4), um die Auswirkungen effizienter behandeln zu können.

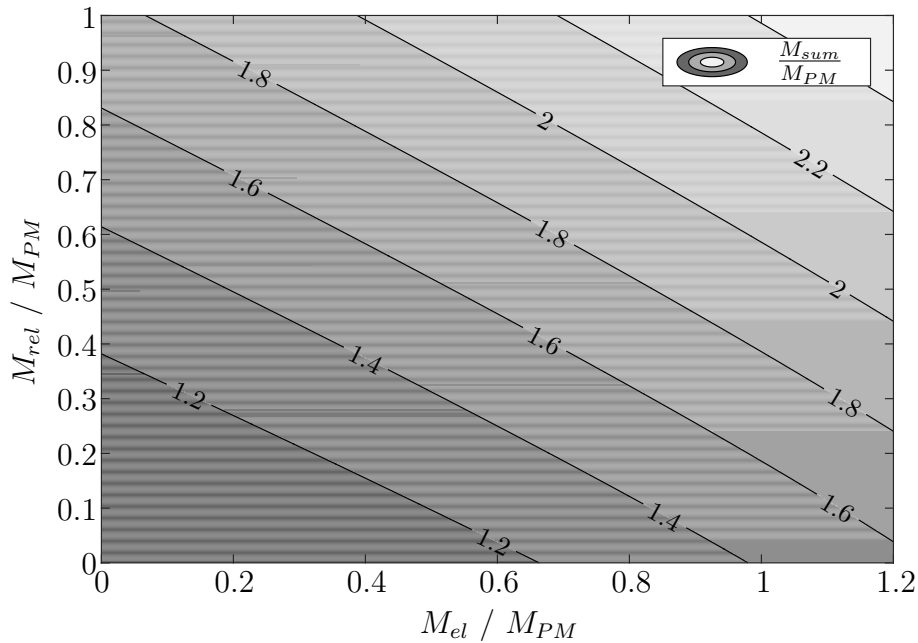
Nun gilt es, den Maximalwert M_{sum} des Gesamtmoments in Abhängigkeit der Momentanteile zu ermitteln. Für die Bestimmung des Maximalwerts von Gleichung 3.13 existiert jedoch keine geschlossene analytische Lösung, weshalb er numerisch ermittelt wird:

$$M_{sum} = \max(m_{sum}) \quad (3.14)$$

Um die Effekte der Momentanteile beurteilen zu können, ist eine grafische Darstellung zweckmäßig. Für die Auslegung der zweiachsigen HESM wird die PMSM als Grundlage verwendet, weshalb dieser Maschinentyp im folgenden als Bezugspunkt verwendet wird.

Hierfür werden die Amplituden M_{rel} und M_{el} , sowie das Maximum M_{sum} auf die Amplitude des Permanentmagnet-Moments bezogen. Die Auswirkungen von Reluktanzmoment und elektrischem Moment sind in der nachfolgenden Abbildung 3.3 dargestellt.

Das Kennfeld aus Abbildung 3.3 zeigt das erzielbare Drehmoment in Abhängigkeit von Reluktanzmoment und elektrischem Moment. Dass die Permanenterregung das vorherrschende Element des Motors darstellen soll, ist auch an den Grenzen der Achsen zu erkennen. Somit sind beide Momentanteile nur bis zur gleichen Größen-

Abbildung 3.3.: Maximales Moment M_{sum} bezogen auf M_{PM}

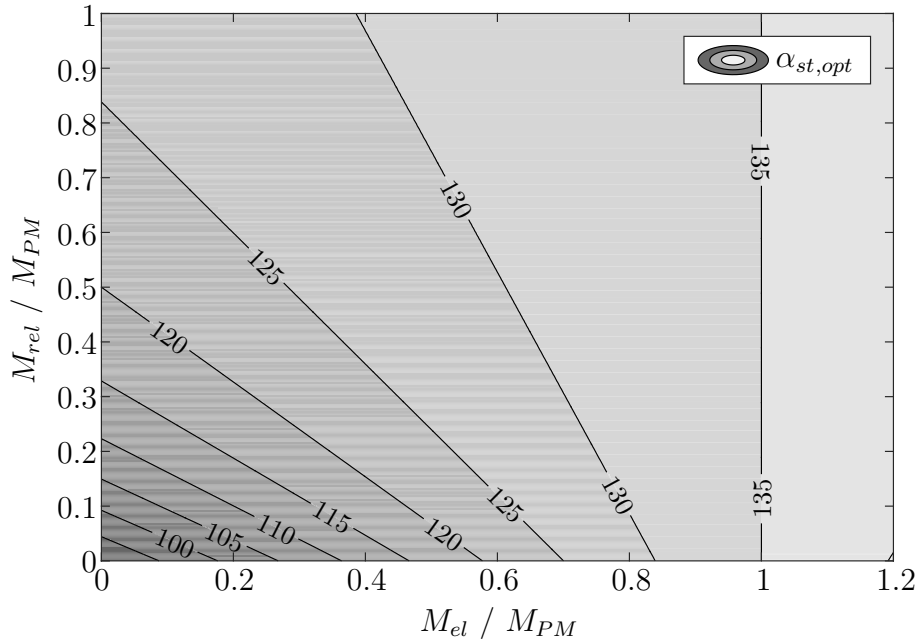
ordnung wie das Permanentmagnet-Moment M_{PM} aufgetragen. Für Maschinen, die hauptsächlich das Verhalten einer Reluktanzmaschine oder einer FESM aufweisen sollen, müsste die Darstellung entsprechend erweitert werden.

Aus Abbildung 3.3 lässt sich ableiten, dass eine Steigerung von M_{rel} oder M_{el} jeweils eine Erhöhung des Gesamtmoments zur Folge hat. Zusätzlich lässt sich an den Werten auf den beiden Achsen erkennen, dass das Reluktanzmoment einen stärkeren Einfluss auf das Gesamtmoment besitzt, als das elektrische Moment. Diese Erkenntnisse spiegeln die Erwartungen wider, die schon aus der vorhergehenden Abbildung 3.2 abgeleitet werden konnten.

Der dem Maximalwert M_{sum} zugehörige optimale Steuerwinkel ist in Abbildung 3.4 veranschaulicht.

Mithilfe der beiden Abbildungen 3.3 und 3.4 ist es auf einfache Weise möglich, das maximale Moment einer Konstellation und den zugehörigen Steuerwinkel zu ermitteln. Hierbei ist auffällig, dass der optimale Steuerwinkel stets im Bereich zwischen 90° und 180° liegt. Magnetflüsse, Ströme oder Induktivitäten müssen hierbei nicht bekannt sein.

Die Ergebnisse geben jedoch keine Informationen über eine optimale Auslegung einer zweiachsig erregten Maschine. Ein Reluktanzmoment ist bei IPMSM ebenfalls vorhanden und ist somit keine Eigenschaft, die durch die Hybriderregung hervorgerufen

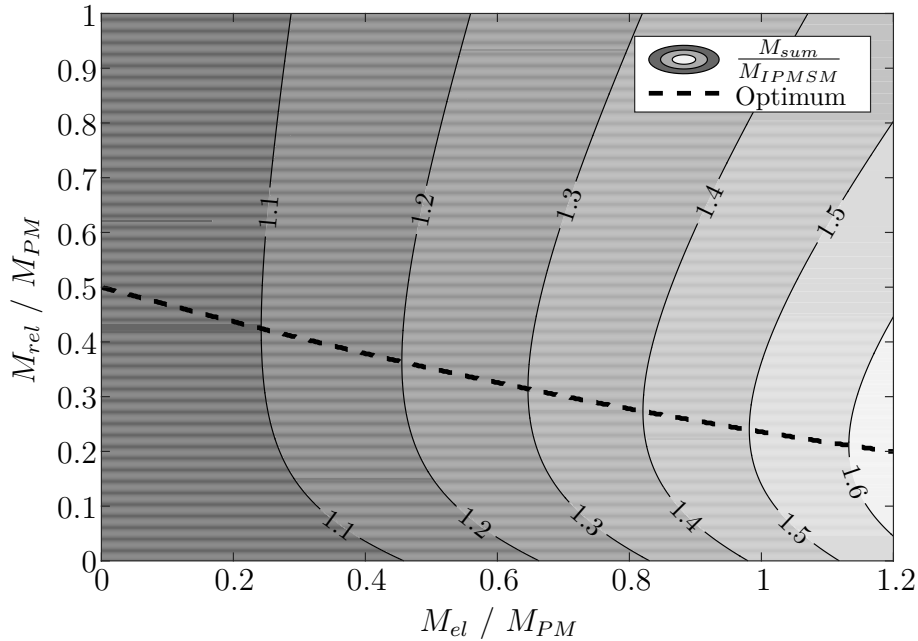

 Abbildung 3.4.: Optimaler Steuerwinkel $\alpha_{st,opt}(M_{sum})$

wird. Somit muss hierfür ausschließlich der Effekt der elektrischen Zusatzerregung betrachtet werden. Daher ist es sinnvoll, das maximal erzeugbare Moment nicht ausschließlich auf das Moment der Permanentenerregung M_{PM} zu beziehen, sondern das vorhandene Reluktanzmoment mit zu berücksichtigen. Hierfür wird das maximale Moment aus Abbildung 3.3 auf dasjenige Moment bezogen, das die gleiche zweiachsige HESM ohne elektrische Erregung aufbringen kann. Da dieses Moment praktisch dem Maximalmoment einer IPMSM entspricht, wird definiert:

$$M_{IPMSM} = \max(m_{PM} + m_{rel}) \quad (3.15)$$

Wird nun das maximale Gesamtmoment M_{sum} auf dieses Moment bezogen, entsteht eine neue Abhängigkeit, die ausschließlich den Effekt der Fremderregung aufzeigt. Dies ist in Abbildung 3.5 dargestellt.

In dieser Darstellung ist nun erkennbar, in welchem Verhältnis die elektrische Erregung zur Permanentmagnet-Erregung gewählt werden muss, um eine angestrebte Steigerung des Drehmoments zu erzielen. Zudem beeinflusst das Reluktanzmoment die Wirksamkeit der elektrischen Zusatzerregung. In Abbildung 3.5 ist daher die gestrichelte Linie eingezeichnet, die das Optimum für die elektrische Erregung darstellt. Diese Linie kennzeichnet die maximale Drehmomenterhöhung bei minimalem

Abbildung 3.5.: Maximales Moment bezogen auf M_{IPMSM}

elektrischen Moment. Ein höheres sowie niedrigeres Reluktanzmoment wirken sich jeweils negativ aus.

Diese Darstellung kann somit für den Entwurf einer zweiachsigen HESM herangezogen werden, um eine optimale Kombination der drei Drehmomentanteile zu finden. Auffällig ist hierbei, dass die Optimalpunkte bei relativ kleinen Werten des Reluktanzmoments zu finden sind. Somit sollte der Unterschied der Induktivitäten L_d und L_q nicht zu groß ausfallen.

3.2.2. Feldschwächbereich

Im voranstehenden Abschnitt wurde das maximal mögliche Gesamtmoment der zweiachsigen HESM untersucht. Dabei wurden die jeweils optimalen Steuerwinkel abgeleitet, bei denen das höchste Moment erzielt wird. In diesem Abschnitt wird der Feldschwächbereich der zweiachsigen HESM näher betrachtet. Im Gegensatz zum Grundstellbereich wird die Maschine an der Spannungsbegrenzung betrieben, wodurch ein Betrieb im optimalen Betriebspunkt häufig nicht möglich ist.

Die Einflüsse der Zusatzerregung nach den Gleichungen 3.1 - 3.8 auf Drehmoment und Spannung sind zunächst schwierig zu erfassen. Im Zuge der hier dargelegten Untersuchungen haben sich die charakteristischen Kennlinien in der I_d - I_q -Ebene als nutzbringende Darstellung erwiesen, den Feldschwächbereich der zweiachsigen

HESM plakativ darzustellen. Hierbei werden Niveaulinien konstanter Ströme, konstanten Moments und der maximalen Spannung bei unterschiedlichen Drehzahlen in einem Diagramm dargestellt. Die charakteristischen Kennlinien haben damit den Vorzug Strom, Spannung, Drehmoment und Drehzahl in nur einem Diagramm zu verbinden, womit praktisch das gesamte Maschinenverhalten erfasst wird. Somit kann auch der Feldschwäcbereich anschaulich dargestellt werden.

Die charakteristischen Kennlinien werden beispielsweise auch verwendet, um das Betriebsverhalten von Synchronmaschinen, insbesondere IPMSM, zu untersuchen. So wird in [15] und [20, Kap. 16] das MTPA Verfahren für die Maschinenregelung im Grundstellbereich sowie das Maximum Torque Per Flux (MTPF) Verfahren für den Betrieb im Feldschwäcbereich anhand der charakteristischen Kennlinien erläutert. Dabei wird jeweils das optimale Verhältnis der Statorströme I_d und I_q gesucht.

In dieser Arbeit wird dieses Diagramm jedoch genutzt, den Effekt der Zusatzerregung auf Drehmoment und Maschinenspannung zu veranschaulichen. Zur einfacheren Darstellung werden die ohmschen Widerstände und sämtliche Verluste vernachlässigt. Die Spannungsabfälle an Statorwiderständen bilden für gewöhnlich nur einen kleinen Anteil der Gesamtspannung, weshalb sie das Maschinenverhalten nur wenig beeinflussen.

Darüber hinaus werden die zeitliche Änderung der Flussverkettungen sowie Sättigungseffekte nicht berücksichtigt, wodurch lediglich das stationäre Maschinenverhalten abgebildet wird.

Das Diagramm, das in der I_d - I_q -Ebene dargestellt wird, besteht aus drei Kennlinien. Zunächst ergeben Ströme konstanter Größe nach der Gleichung

$$I_q = \sqrt{I_s^2 - I_d^2} \quad (3.16)$$

Kreise um den Ursprung des Diagramms, wobei der maximale Strom den größten Kreisdurchmesser aufweist. Die maximale Spannung setzt sich auf gleiche Weise aus den d - und q -Größen zusammen. Für das Diagramm wird die Maximalspannung so umgerechnet, dass der Strom I_q in Abhängigkeit des Stromes I_d ausgegeben wird:

$$I_{q,U} = \frac{\sqrt{\left(\frac{U_{s,max}}{\omega_{el}}\right)^2 - (L_d \cdot I_d + \Psi_{PM})^2}}{L_q} - \frac{M_{qE} \cdot I_E}{L_q} \quad (3.17)$$

Diese Gleichung beschreibt Ellipsen in der Ebene, die von der Maschinendrehzahl abhängig sind. Je Größer die Drehzahl ist, desto kleiner ist die Ellipse.

Die letzte Größe, die in die charakteristischen Kennlinien gehört, ist das Drehmo-

ment der Maschine. Ein konstanter Wert des Drehmoments wird in der I_d - I_q -Darstellung nach Gleichung 3.18 ausgegeben und hat annähernd die Form einer Hyperbel.

$$I_{q,M} = \frac{\frac{M}{\frac{3}{2} \cdot p}}{\Psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot I_d} + \frac{M_{qE} \cdot I_E \cdot I_d}{\Psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot I_d} \quad (3.18)$$

Für die nachfolgenden Betrachtungen werden ausschließlich Maschinen mit der Eigenschaft $L_d < L_q$ betrachtet, da dies durch den Aufbau der zweiachsigen HESM zu erwarten ist. Diese Festlegung ist an dieser Stelle jedoch zwingend notwendig, da einige Rechnungen dieses Verhältnis voraussetzen. So ist die Gültigkeit, insbesondere für die Gleichungen 3.22 - 3.27, nur in diesem Fall gegeben.

Wird zunächst ein Erregerstrom von $I_E = 0$ angenommen, entspricht das Diagramm dem einer gewöhnlichen IPMSM und ist exemplarisch in Abbildung 3.6 dargestellt.

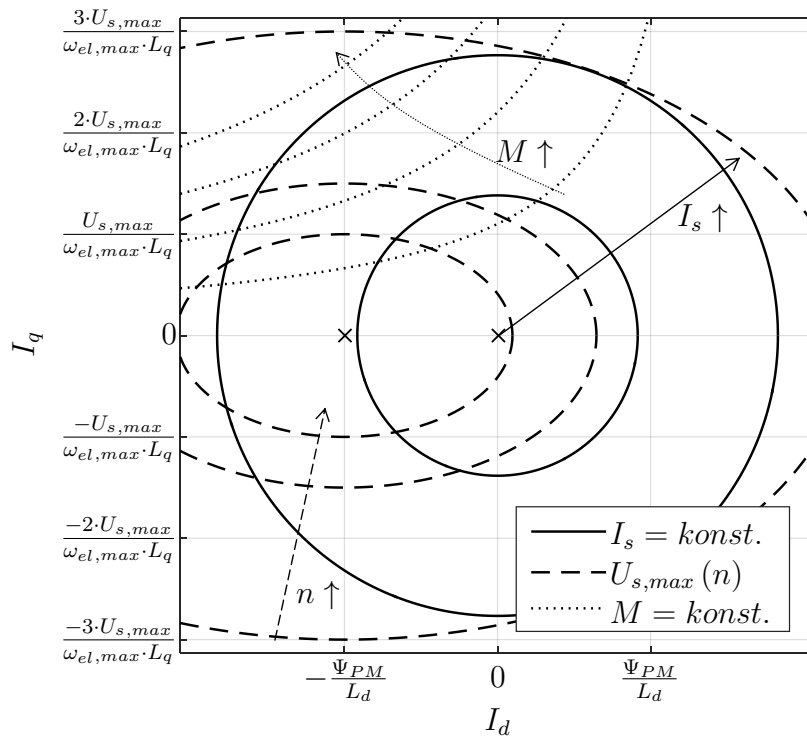


Abbildung 3.6.: Charakteristische Kennlinien einer IPMSM

Der Überschneidungsbereich von maximalem Strom und maximaler Spannung stellt die Menge aller Betriebspunkte dar, die bei einer bestimmten Drehzahl einstellbar sind. So sind bei der maximalen Drehzahl ausschließlich Stromkombinationen innerhalb der kleinsten Spannungs-Ellipse und innerhalb des maximalen Stromkreises möglich. Somit sind nur relativ kleine Drehmomentwerte, die innerhalb des Überschneidungsbereichs liegen, erreichbar. Der Betrieb an der Spannungsbegren-

zung entspricht dem Feldschwächbereich der Maschine, welcher bei der zweiachsigen HESM untersucht werden soll.

Um den Einfluss der Zusatzerregung auf das Betriebsverhalten der Maschine im Feldschwächbereich zu erarbeiten, wird zunächst untersucht, wie sich der Erregerstrom auf die einzelnen Kennlinien auswirkt.

Der Statorstrom I_s selbst wird nicht vom Erregerstrom beeinflusst. Allerdings ist bei der Maschinenauslegung mit zusätzlichem Wärmeeintrag zu rechnen, weshalb eventuell ein anderer Strom als Maximalwert definiert werden muss. Die Spannungs-Ellipsen werden dagegen linear vom Erregerstrom abhängig entlang der I_q -Achse verschoben (vgl. Gleichung 3.17):

$$\Delta_U = -\frac{M_{qE} \cdot I_E}{L_q} \quad (3.19)$$

Auch auf das Drehmoment wirkt eine dem Erregerstrom proportionale Verschiebung. Jedoch ist diese zusätzlich vom Feldstrom I_d abhängig (vgl. Gleichung 3.18):

$$\Delta_M = \frac{M_{qE} \cdot I_E \cdot I_d}{\Psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot I_d} \quad (3.20)$$

Bei Werten von $I_d < 0$, welche im Feldschwächbereich stets vorliegen, ist die Verschiebung Δ_M negativ. Dabei nähert sich der Verlauf einem konstanten Endwert an:

$$\lim_{I_d \rightarrow -\infty} \Delta_M = \frac{M_{qE} \cdot I_E}{L_d - L_q} \quad (3.21)$$

In Abbildung 3.7 sind die charakteristischen Kennlinien der zweiachsigen HESM mit einem Erregerstrom $I_E > 0$ aufgetragen. Hierbei wurden die identischen Maschinendaten wie in Abbildung 3.6 verwendet. Zusätzlich sind die Verschiebungen Δ_U und Δ_M in grau eingezeichnet.

Bei Vergleich der beiden Diagramme wird deutlich, dass die Zusatzerregung sowohl einen Einfluss auf die Spannungsgrenze, als auch auf die Drehmoment-Verläufe hat. Wo die Spannungs-Ellipsen um einen konstanten Wert in negative I_q -Richtung verschoben sind, sind die Verläufe des Drehmoments sichtbar verformt. Dies ist mit der I_d abhängigen Verschiebung zu erklären.

Es stellt sich jedoch die Frage, in welchen Bereichen sich der Erregerstrom positiv auf die Drehmomentausbeute im Feldschwächbereich auswirkt. Hierfür muss der Einfluss auf das Drehmoment größer sein als auf die Spannungsbegrenzung. Es bietet sich ein Vergleich der beiden Verschiebungen an. Da die Beträge der Verschiebungen

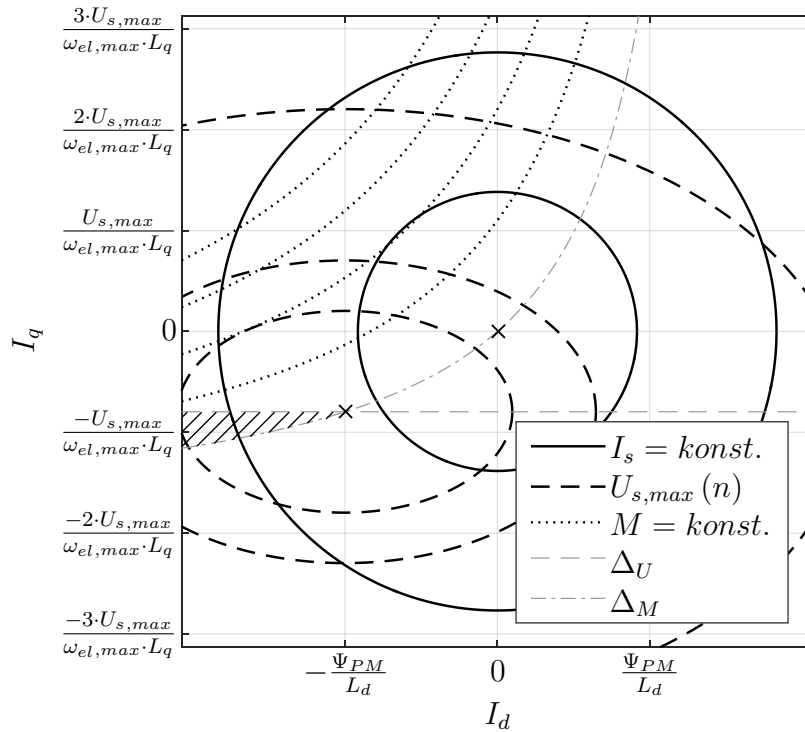


Abbildung 3.7.: Charakteristische Kennlinien der zweiachsigen HESM

im Feldschwächbereich negativ sind, gilt für einen positiven Effekt im Feldschwächbereich:

$$\Delta_U > \Delta_M \quad (3.22)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen 3.19 und 3.20 ergibt sich folgende Bedingung:

$$I_d < -\frac{\Psi_{PM}}{L_d} \quad (3.23)$$

Der Bereich, der von der Zusatzerregung profitiert, ist somit unabhängig vom Erregerstrom I_E und erstreckt sich vom Mittelpunkt der Spannungs-Ellipse in Richtung der negativen I_d Achse. In Abbildung 3.7 ist der Schnittpunkt der Verschiebungen im Zentrum der Ellipse deutlich zu erkennen und der nutzbare Bereich schraffiert dargestellt.

Der Effekt auf das Drehmoment der Maschine lässt sich anhand der zweitniedrigsten Momenten-Kennlinie in Zusammenhang mit der innersten Spannungs-Ellipse erkennen. Der Momentenverlauf liegt in Abbildung 3.6 noch deutlich außerhalb der Ellipse und bildet in Abbildung 3.7 nahezu eine Tangente daran.

Um eine Bedingung zu erarbeiten, die den Effekt des Erregerstromes gewichtet, bie-

tet es sich an, die Spannungsverschiebung mit der Momentenverschiebung ins Verhältnis zu setzen. Es soll ermittelt werden, bei welchen Maschinendaten die Differenz der Verschiebungen maximal ist.

$$\Delta_U - \Delta_M = \max \quad (3.24)$$

Somit soll der nachfolgende Ausdruck einen maximalen Wert erreichen:

$$-\frac{M_{qE} \cdot I_E}{L_q} - \frac{M_{qE} \cdot I_E \cdot I_d}{\Psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot I_d} = \max \quad (3.25)$$

Je stärker sich die beiden Verschiebungen unterscheiden, desto größer kann der Effekt der Zusatzerregung eingestuft werden. Die Untersuchung beschränkt sich entsprechend auf den Bereich ab dem Schnittpunkt der Verschiebungen in negative Richtung:

$$I_d < -\frac{\Psi_{PM}}{L_d} \quad (3.26)$$

Die umfassenden mathematischen Umformungen des Ausdrucks aus Gleichung 3.25 ist in Anhang A.1 zu finden. Es entsteht folgende Bedingung für eine optimale Nutzung der Erregerwicklung:

$$\frac{L_d}{L_q} \cdot \left(1 + \frac{\Psi_{PM}}{L_d \cdot I_d}\right) = \max \quad (3.27)$$

Ist der Strom ($I_d < -\Psi_{PM}/L_d$) und damit „links“ von der Verschiebung hat das Maximum aus Gleichung 3.27 einen positiven Wert und wird mit kleiner werdendem Strom I_d größer. Im Grenzfall ($I_d \rightarrow -\infty$) nähert sich der Klammerausdruck der 1 an. Der zweite Faktor, das Verhältnis von L_d/L_q , sollte, unabhängig vom Klammerausdruck, einen möglichst großen Wert annehmen. Es ist jedoch zu beachten, dass diese Herleitung mathematisch ausschließlich unter der Bedingung $L_d < L_q$ gültig ist. Ein umgekehrtes Verhältnis könnte zwar ebenfalls untersucht werden, ist jedoch physikalisch vom Maschinenaufbau her widersinnig. Daher wird dieser Fall hier nicht untersucht.

Zusammenfassend wäre es demzufolge nach Gleichung 3.27 somit optimal, wenn einerseits die Induktivitäten L_d und L_q nahezu den gleichen Wert aufweisen und andererseits der Strom I_d im Diagramm möglichst weit in negativer Richtung vom Mittelpunkt der Spannungs-Ellipse entfernt ist. Letzteres kann durch einen kleinen Wert des Permanentmagnet Flusses Ψ_{PM} und eine große Induktivität L_d begünstigt werden. In der Praxis muss zusätzlich überwacht werden, dass sich die erzielten

Betriebspunkte innerhalb des zulässigen Strombereichs befinden.

3.3. Zusammenfassung

Im Zuge dieses Kapitels, wurden die grundlegenden Zusammenhänge des zweiachsigen Aufbaus einer HESM untersucht. Unter Vernachlässigung von Sättigung und Verlusten wurde das Drehmoment der Anordnung analytisch betrachtet. Von der Antriebsmaschine am Stromrichter wurden Grundstellbereich und Feldschwächbereich der Maschine im Motorbetrieb separiert untersucht.

Als gemeinsame Schlussfolgerung für beide Betriebsbereiche lässt sich zusammenfassen, dass die zusätzliche Erregung das Drehmoment der Maschine zu steigern vermag. Hierfür sind entsprechend die optimalen Betriebspunkte anzufahren.

Ebenfalls übereinstimmend ist das Ergebnis, dass der Unterschied der Induktivitäten L_d und L_q nicht allzu groß sein sollte, um die Zusatzerregung wirkungsvoll zu nutzen. Daraus resultierend sollte auch das Reluktanzmoment eher gering ausfallen.

An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, dass diese Eigenschaft mit der Zielstellung des zweiachsigen Aufbaus im Konflikt steht, die eine Erhaltung des Reluktanzmoments verspricht. Dennoch sind weitere Untersuchungen relevant, um auch Merkmale, wie beispielsweise die Effizienz des Antriebs, zu untersuchen.

Da die getroffenen Annahmen auf vereinfachten Maschinenmodellen basieren und Sättigungseffekte vernachlässigt sind, ist eine umfassende Simulation einer zweiachsigen HESM erforderlich. Hierbei können weiterführend auch die Auswirkungen auf den Wirkungsgrad der Maschine unter Berücksichtigung von Materialparametern und Verlusten erarbeitet werden.

4. Simulation

Im folgenden Kapitel wird die Simulation der HESM näher beschrieben. Hierbei wird erarbeitet, welche Verfahren angewendet und auf welche Weise die Ergebnisse erzeugt, weiterverarbeitet und ausgewertet werden. Die Verfahrensweise ähnelt dabei in den Grundzügen der Auslegung von Antriebsmaschinen mit vergrabenen Magneten für Automobile [15].

4.1. Simulationsverfahren

Für die Berechnung von drehenden elektrischen Maschinen kommen üblicherweise zwei Verfahren zum Einsatz: Das analytische Verfahren und die Finite Elemente Methode (FEM).

Bei analytischen Berechnungsprogrammen wird die Maschinentopologie in ein Netzwerk aus magnetischen Ersatzgrößen überführt. Über Gleichungssysteme kann der magnetische Kreis, und somit das Maschinenverhalten, berechnet werden. Dieses Verfahren hat den Vorteil, dass die Berechnungen nur wenige Sekunden benötigen, weshalb es zunächst für die ersten Auslegungen von Maschinen verwendet wird. Optimierungsschleifen sind somit in kurzer Zeit durchführbar.

Der Nachteil dieser Berechnungsmethode ist jedoch, dass viele Vereinfachungen getroffen werden. So werden üblicherweise lediglich Grundwellenmodelle für das Maschinenverhalten und nur sehr vereinfachte Ansätze für die Berechnung von Eisenverlusten verwendet. Des Weiteren haben analytische Programme häufig Probleme, Sättigungseffekte nachzubilden. Solche sind bei bestimmten Maschinentopologien, wie beispielsweise in Streustegen von IPMSM, vorzufinden. Daher ist dieser Maschinentyp analytisch nur sehr grob nachzubilden.

Die FEM arbeitet nach einem anderen Prinzip. Hierbei kann die Geometrie der Maschine exakt nachgebildet und in viele kleine Einzelemente aufgeteilt werden (finite Elemente). Sämtliche Elemente sind über ein Gleichungssystem miteinander verknüpft, wobei in jedem dieser Elemente die zugehörigen Materialdaten hinterlegt sind, die auch ein nichtlineares Verhalten aufweisen dürfen. Durch Vorgabe von Ma-

gnetmaterialien und Strömen können die Magnetfelder in der Maschinengeometrie nachgebildet werden. Die Wechselwirkung des Magnetfeldes mit den elektrischen Leitern (Flussverkettung Ψ) kann den Ergebnissen entnommen werden. Diese Methode ist prinzipiell im dreidimensionalen Raum möglich, wobei viele Problemstellungen auf eine zweidimensionale Ersatzanordnung reduziert werden können.

Das beschriebene Berechnungsverfahren der FEM entspricht der so genannten statischen Feldberechnung. Bei elektrischen Maschinen entspricht sie einer Momentaufnahme des Feldes. Sie wird beispielsweise genutzt, um Feldverläufe und Sättigungseffekte von Maschinen zu untersuchen. Sollen jedoch drehende elektrische Maschinen simuliert werden, ändern sich über die Zeit die Rotorposition, sowie die Ströme. Daher kommt die transiente Simulation zum Einsatz. Bei dieser Simulationsmethode werden mehrere zeitlich versetzte statische Simulationen hintereinander ausgeführt und miteinander verknüpft. Durch diese Verknüpfung wird es möglich, aus Magnetfeldänderungen auch induzierte Ströme in leitfähigen Materialien nachzubilden. Außerdem werden Eisenverluste der Maschine aus den Änderungen der magnetischen Felder abgeleitet, wobei hierfür unterschiedliche Algorithmen existieren und verwendet werden. Aus den Ergebnissen der transienten Simulation können nun beispielsweise Verläufe von Flussverkettungen oder dem Drehmoment generiert werden.

Durch die Größe der Gleichungssysteme und die Nichtlinearität der Materialien wird bei der FEM die Lösung iterativ angenähert. Daher ist die Rechenzeit dieser Berechnungsmethode deutlich größer als bei analytischen Gleichungen. Dies gilt insbesondere für transiente Simulationen, die, je nach Modell, mehrere Minuten für eine Drehung um ein Polpaar dauern kann. Durch die stetig steigende Rechenleistung von Computern kann dieses Rechenverfahren jedoch immer umfassender eingesetzt werden. Der Vorteil dieser Berechnungsmethode ist insbesondere die höhere Genauigkeit in der Feldberechnung. Dennoch werden auch hierbei viele Vereinfachungen vorgenommen, um die Rechnung zu ermöglichen, wie beispielsweise die Verwendung von Neukurven für Blechmaterialien.

Die FEM wird typischerweise für die weitere verfeinerte Optimierung von vorher analytisch ausgelegten Maschinen eingesetzt. Außerdem kann sie bei denjenigen Maschinentypen verwendet werden, bei denen die analytische Methode nur mäßig funktioniert. Ein typisches Beispiel, wo die FEM grundlegend zur Maschinenauslegung verwendet wird, ist die IPMSM. Bei vielen Maschinentopologien der IPMSM sind analytische Berechnungsprogramme nicht in der Lage, den magnetischen Kreis präzise nachzubilden, wodurch die Ergebnisse der Auslegung nur grob zutreffen würden.

Dementsprechend ist es bei diesem Maschinentyp sinnvoll, zu einem frühen Zeitpunkt des Auslegungsprozesses auf die FEM zurückzugreifen.

4.2. Praktische Umsetzung

Um eine Maschinenauslegung einer zweiachsigen HESM durchzuführen, empfiehlt es sich, die Simulationen so zu strukturieren, dass der Zeitaufwand gering gehalten wird. Dabei sind sowohl die Maschinentopologie als auch die Betriebsart der Maschine von Bedeutung.

Wie in Kapitel 4.1 beschrieben, sind analytische Berechnungstools typischerweise der erste Schritt. Der Aufbau der in dieser Arbeit untersuchten HESM ist selbstredend in gebräuchlichen Simulationsprogrammen nicht implementiert. Für eine analytische Berechnung der HESM wäre es demnach notwendig, die Gleichungen in einem eigenen Berechnungsprogramm auszuwerten. Die magnetischen Eigenschaften der zweiachsigen HESM entsprechen jedoch in groben Zügen denen einer IPMSM, die, wie in Kapitel 4.1 beschrieben, analytisch nur ungenau simuliert werden kann. Darüber hinaus sind durch die Überlagerung von Zusatzerrögen und dem q -System Sättigungserscheinungen denkbar. Aus diesen Gründen wurde für die grundlegenden Untersuchungen darauf verzichtet, ein eigenes analytisches Tool zu entwickeln. Für die zweiachsige HESM ist es somit zielführend, die FEM für die Auslegung zu verwenden.

Die Betriebsart der Maschine ist für die Simulationsstrategie von entscheidendem Einfluss. Die in dieser Arbeit vorgestellte zweiachsige HESM stellt einen Antrieb am Stromrichter dar. Um das grundlegende Maschinenverhalten vollständig zu erfassen, sind sowohl der Grundstellbereich als auch der Feldschwächbereich zu analysieren. Dies bedeutet, dass die Maschine mit unterschiedlichen Drehzahlen im d - q -System stromgeregelt betrieben wird. Es ist somit sinnvoll, die übersetzten Größen für die Maschinensimulation zu verwenden.

Das Ziel dieser Arbeit ist es, das Potential der zweiachsigen Hybriderregung zu untersuchen. Hierfür ist zunächst von Interesse, welche Auswirkungen auf den stationären Betrieb der Maschine (Drehmoment und Drehzahl sind konstant) erkennbar sind. Die zusätzliche Erregung wird zudem auch das transiente Verhalten beeinflussen, wie etwa bei Kurzschlüssen. Dies ist für die hier gezeigten Untersuchungen jedoch nicht von Bedeutung und wird daher nicht weiter betrachtet.

Wird ein Antrieb am Stromrichter in einem stationären Punkt betrieben, wird das Statorsystem mit näherungsweise konstanten Strömen I_d und I_q gespeist. Durch

die Rücktransformation nach [5] auf die Originalgrößen ergeben sich sinusförmige Ströme in den Statorwicklungen der Maschine. Diese werden in der FEM-Simulation verwendet.

4.2.1. Magnetfeldsimulation

Um das grundlegende Verhalten der zweiachsigen HESM zu ermitteln, soll der stationäre Betrieb der Maschine untersucht werden. Dies ist jedoch nicht mit der statischen Analyse der FEM akkurat abzubilden, da eine einzelne Momentaufnahme der Feldverteilung nicht genügend Informationen über das Betriebsverhalten der Maschine widerspiegelt. Daher ist es gebräuchlich, den quasi-stationären Betrieb mit der transienten FEM-Analyse nachzubilden.

Hierbei wird in der Simulation der Rotor mit einer festen Winkelgeschwindigkeit gedreht und synchron dazu die sinusförmigen Ströme in die Statorwicklungen gespeist ($f = n \cdot p$). Über die Rotorposition können die Ströme in das d - q -System übersetzt werden, wodurch Gleichgrößen für I_d und I_q entstehen. Ebenso kann mit den errechneten Flussverkettungen und Spannungen der Rotorwicklung verfahren werden, wobei diese nur im zeitlichen Mittel konstant sind. Abhängig von der Geometrie werden die errechneten Werte eine gewisse Welligkeit aufweisen. Auch das Drehmoment schwankt grundsätzlich, abhängig vom geometrischen Aufbau, um einen Mittelwert. Da zunächst die stationäre Leistungsfähigkeit der Maschine von zentralem Interesse ist, ist es sinnvoll, eine Mittlung über einen geeigneten Bereich vorzunehmen. Wenn zusätzlich Eigenschaften, wie beispielsweise die Drehmomentwelligkeit, untersucht werden sollen, müssen sie gesondert betrachtet werden.

Der Zeitraum, über den gemittelt werden kann, ist von den Eigenschaften des simulierten Objekts abhängig. Ein Grund für die Schwankungen in Drehmoment und Spannung ist beispielsweise die Nutverteilung des Stators. Üblicherweise sind bei der Drehung um ein Polpaar sämtliche magnetischen Eigenheiten einmal durchlaufen, weshalb sich dieser Simulationsabschnitt häufig für eine Mittlung eignet.

Für die FEM Simulation wurde das Programm ANSYS Maxwell 2015.1 verwendet. Die Algorithmen dieser Software haben die Eigenschaft, dass die Eisenverlustberechnung etwa eine volle Polteilung benötigt, um einzuschwingen. Aus diesem Grund muss mit diesem Tool eine entsprechend längere Simulationszeit angesetzt werden, um auch die Eisenverluste auf sinnvolle Weise mit auszuwerten. Wie die Eisenverluste in die Auslegung der HESM einbezogen sind, wird in den folgenden Abschnitten näher erläutert.

4.2.2. Kennfeldberechnung

Im voranstehenden Abschnitt wurde behandelt, wie die FEM eingesetzt werden kann, um die Leistungsfähigkeit einer Maschine in einem bestimmten Betriebspunkt zu bestimmen. Dabei werden die Ströme, sowie die Drehzahl der Maschine, vorgegeben und mit der Simulation alle benötigten Größen berechnet. Die Ergebnisse spiegeln jedoch nur das Betriebsverhalten der Maschine in diesem einen Betriebspunkt wider.

Da Maschinen am Stromrichter bei unterschiedlichen Drehzahlen und Momenten betrieben werden können, ist es nötig, ganze Kennfelder der Maschine zu generieren. Darin werden für unterschiedliche Drehzahlen und gespeiste Ströme Daten, wie beispielsweise der Wirkungsgrad oder die Betriebsspannung, ausgewertet. Soll nun die Leistungsfähigkeit eines solchen Antriebs mit der FEM bestimmt werden, sind eine Vielzahl von Betriebspunkten zu simulieren.

Bei einer PMSM müssen für eine vollständige Kennfeldberechnung die Statorströme und die Drehzahl variiert werden.

Bei FESM sowie bei HESM, egal welchen Typs, ist der Erregerstrom eine zusätzliche Eingangsgröße. Werden alle Eingangsgrößen nun variiert, ergibt sich die Gesamtzahl der Betriebspunkte entsprechend aus dem Produkt der Anzahlen aller Einzelschritte. Ist eine gewisse Auflösung bei den Variationen gefordert, ergeben sich schnell sehr große Datenmengen, deren Berechnung mit der FEM nicht mehr in vertretbaren Zeiten durchgeführt werden können.

Abhilfe kann an dieser Stelle geschaffen werden, indem die FEM-Simulationsergebnisse numerisch aufbereitet werden. Im Falle der in dieser Arbeit beschriebenen zweiachsigen HESM werden aus der Simulation folgende Werte bestimmt:

vorgegeben	berechnet
I_d, I_q, I_E	Ψ_d, Ψ_q, Ψ_E
n	M
	U_d, U_q, U_E
	P_{fe}, P_{mag}

Tabelle 4.1.: Ein- und Ausgangsgrößen der FEM

Der erste Schritt, um die Simulationszeit der FEM zu reduzieren, ist eine mathematische Bearbeitung der Ergebnisse. Über mehrdimensionale Interpolationsverfahren können gröbere Schrittweiten der Eingangsgrößen numerisch in feinere Abstufungen umgerechnet werden. Hierbei ist jedoch vom Anwender darauf zu achten, die Schrittgrößen noch so zu wählen, dass trotzdem sämtliche physikalischen Effekte mit

abgebildet werden.

Um den Simulationsaufwand weiter zu reduzieren, ist es sinnvoll, die Berechnungsmethoden der FEM zu beleuchten. Wie in Abschnitt 4.2.1 beschrieben, setzt sich die transiente Analyse aus mehreren statischen Berechnungen zusammen, die hintereinander durchgeführt werden. Während das Drehmoment M sowie die Flussverkettungen Ψ direkt aus dem magnetischen Feld berechnet werden, werden die Spannungen U aus den zeitlichen Veränderungen der Felder bestimmt:

$$U = \frac{\Delta\Psi}{\Delta t} \quad (4.1)$$

Des Weiteren werden die Eisenverluste ebenfalls aus der Magnetfeldänderung berechnet. Das Programm ANSYS Maxwell 2015.1 verwendet für diese Verluste eine modifizierte Gleichung nach Steinmetz, wie sie in [16, Kap. 6] beschrieben ist. Hierbei werden in der Software die Verluste statt in zwei Anteilen, Feld- und Frequenzabhängig in drei Anteilen ausgegeben:

Verlustart	Symbol	Frequenzabhängigkeit
Hystereseverluste	$P_{fe,h}$	f
Excessverluste	$P_{fe,ex}$	$f^{1,5}$
Wirbelstromverluste	$P_{fe,w}$	f^2

Tabelle 4.2.: Frequenzabhängigkeit der Eisenverluste

Dabei ist anzumerken, dass die Eisenverluste reine postprocessing Größen sind. Das bedeutet, dass diese Verluste zwar berechnet und ausgegeben werden, jedoch keine Rückwirkungen auf das Drehmoment oder die Felder vorhanden sind. An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, dass die Bestimmung von Eisenverlusten nach der Steinmetz Gleichung nur eine Näherung darstellt, an deren Verbesserung vielfältig geforscht wird [12, 17]. Die Genauigkeit dieser Verlustberechnung ist jedoch nicht Thema dieser Arbeit und wird daher nicht weiter behandelt.

Bei Betrachtung der Maschinengrößen aus Tabelle 4.1 fällt auf, dass das Drehmoment M und die Flussverkettungen Ψ nur vom magnetischen Feld abhängen und damit drehzahlunabhängig sind. Für die Spannungen U und die Eisenverluste P_{fe} sind dagegen die Frequenzabhängigkeiten bekannt, weshalb sie unproblematisch von einer Drehzahl in eine andere umgerechnet werden können. Somit ist es möglich, von einer FEM-Analyse bei einer einzigen Drehzahl auf beliebige Drehzahlen zu schließen. Da die gleichen Algorithmen verwendet werden, wie in der FEM-Software, entstehen hierbei keine zusätzlichen Fehler oder Ungenauigkeiten.

Die einzige berechnete Größe aus der FEM-Analyse, die bei der Simulation von PMSM nicht trivial umzurechnen ist, ist die Größe der Magnetverluste P_{mag} . Durch die elektrische Leitfähigkeit vom Magnetmaterial werden bei Feldänderungen Wirbelströme erzeugt, die zu Verlusten führen. Vergleichbar mit den Wirbelstromverlusten in Eisenblechen sind auch diese Verluste analytisch betrachtet in erster Näherung Wirbelströme, abhängig vom Quadrat der Frequenz [17]. Anders als bei den Eisenverlusten sind diese Wirbelströme keine postprocessing Größen, sondern werden im Zuge der transienten FEM-Analyse bestimmt. Dadurch haben die Wirbelströme eine Rückwirkung auf das magnetische Feld.

Als Näherung können die Magnetverluste analog zu den Wirbelstromverlusten behandelt werden. Allerdings sollte gegebenenfalls anhand von einzelnen Gegenproben mit der FEM überprüft werden, inwieweit die Ergebnisse übereinstimmen. Die in dieser Arbeit betrachtete zweiachsige HESM ist mit vergrabenen Magneten bestückt. Daher ist davon auszugehen, dass die Magnetverluste nur einen sehr kleinen Teil ausmachen und der Umrechnungsfehler gering ausfällt. Da die Rückwirkungen auf das Feld bei hohen Drehzahlen am stärksten sind, ist es sinnvoll, für die FEM-Rechnung die maximale Maschinendrehzahl zu verwenden, um bei der Umrechnung vom „worst-case“ auszugehen.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass es für die Kennfeldberechnung von HESM nötig ist, die Ströme I_d , I_q und I_E in groben Schrittweiten zu variieren. Allerdings ist für die Simulation eine Drehzahl ausreichend, da sämtliche Größen numerisch umgerechnet werden können. Somit sind Interpolation und Drehzahlumrechnung wirksame Verfahren, um die Simulationszeit von HESM auf ein vertretbares Maß zu reduzieren.

4.2.3. Datenaufbereitung

Aus der FEM-Simulation werden, wie im letzten Abschnitt dargelegt, die FEM bei Vorgabe von Strömen und Drehzahl die übrigen Daten aus Tabelle 4.1 entsprechend ausgewertet. Damit ist das Maschinenverhalten auf die Speiseströme I_d und I_q nachgebildet, zunächst bei einer Simulationsdrehzahl. Bei näherer Betrachtung der Simulationsdaten fällt jedoch auf, dass in der Simulation einige Aspekte nicht berücksichtigt werden. Für fundierte Ergebnisse ist daher eine Aufarbeitung der Kennfelddaten erforderlich.

Zunächst wurde in dieser Arbeit eine zweidimensionale FEM-Simulation durchgeführt, wodurch die Enden der Maschine vernachlässigt werden. Dies macht sich insbesondere in den Wickelköpfen des Stators bemerkbar, wo sich eine zusätzliche

Induktivität ausbildet. Die Wickelkopfinduktivität L_{wk} kann mit einbezogen werden, indem sie in beiden Achsen in die Flussverkettungen mit eingerechnet wird:

$$\Psi_d = \Psi_{d,FEM} + L_{wk} \cdot I_d \quad (4.2)$$

$$\Psi_q = \Psi_{q,FEM} + L_{wk} \cdot I_q \quad (4.3)$$

Da an den Wickelköpfen von Synchronmaschinen gemeinhin kein Blechpaket vorhanden ist, tritt an dieser Stelle keine Sättigung auf, weshalb die Wickelkopfinduktivität als konstanter Wert angenommen werden kann.

Eine weitere Vereinfachung, die bei der FEM-Simulation entsteht, ist die Berechnung der Spannungen. Wie in Gleichung 4.1 beschrieben, werden die Spannungen aus den Änderungen der Flussverkettungen bestimmt. Nun sind die Flussverkettungen zum einen in der FEM noch nicht nach den Gleichungen 4.2 und 4.3 korrigiert, zum anderen sind die Spannungsabfälle an den ohmschen Widerständen der Wicklungen nicht mit eingerechnet. Aus diesem Grund werden die Spannungsgleichungen der Maschinengleichungen 3.1 - 3.6 an dieser Stelle verwendet. Auf der Grundlage, dass nur stationäre Betriebspunkte betrachtet werden, können die zeitlichen Ableitungen der Flussverkettungen vernachlässigt werden. Die Statorspannungen vereinfachen sich somit zu:

$$U_d = R_1 \cdot I_d - \omega_{el} \cdot \Psi_q \quad (4.4)$$

$$U_q = R_1 \cdot I_q + \omega_{el} \cdot \Psi_d \quad (4.5)$$

Da im Rotor im stationären Betrieb keine Feldänderungen auftreten, ist dort nur der ohmsche Spannungsabfall vorhanden:

$$U_E = R_E \cdot I_E \quad (4.6)$$

Darüber hinaus müssen die Widerstandswerte von Rotor- und Statorsystem an die jeweilige Temperatur der Wicklung angepasst werden. Dies wird vereinfacht durch Umrechnen über die Temperaturkoeffizienten α_{20} und β_{20} erreicht (vgl. Abschnitt 5.2.1.3, Gleichung 5.2).

Eine Anpassung des Maschinenverhaltens ist zudem bei den Eisenverlusten vonnöten. Wie in Abschnitt 4.2.2 beschrieben, werden diese Verluste als postprocessing Größen ausgegeben, weshalb sie auf das Maschinenverhalten zunächst keinen Einfluss haben. In der Realität werden diese Verluste jedoch die abgegebene Leistung der Maschine vermindern. Deshalb werden die drehzahlabhängigen Eisenverluste

so einbezogen, dass sie das Drehmoment aus der FEM, entsprechend ihrer Größe, verringern. Hierzu werden die Eisenverluste gemäß der Frequenzabhängigkeiten aus Tabelle 4.2 der jeweiligen Drehzahl angepasst.

$$M = M_{FEM} - \frac{P_{fe}}{2 \cdot \pi \cdot n} \quad (4.7)$$

Eine weitere Verlustquelle, die in den Simulationen bisher unberücksichtigt ist, ist die Reibung. Reibung tritt insbesondere in den Lagern der Maschine auf, aber auch durch Luftreibung im Luftspalt oder einen Anbaulüfter. Auch diese Verlustart ist drehzahlabhängig und reduziert das Drehmoment an der Maschinenwelle. Reibungsverluste können im allgemeinen über ein Polynom N -ten Grades angenähert werden:

$$P_{reib} = \sum_{i=0}^N c_{r,i} \cdot n^i \quad (4.8)$$

Analog zu Gleichung 4.7 wird die Reibleistung in das Drehmoment einer Maschine mit eingerechnet. Auf gleiche Weise kann auch mit zusätzlichen Verlustmechanismen verfahren werden, die in dieser Arbeit nicht erwähnt sind.

Nach der Aufbereitung sollten die Simulationsdaten dem realen Maschinenverhalten angenähert sein. Soll nun die Leistungsfähigkeit einer zweiachsigen HESM bestimmt werden, sind jedoch weitere Analysen nötig. Die bisher generierten Simulationsdaten zeigen das Maschinenverhalten abhängig von der Drehzahl sowie den gespeisten Strömen. Dies ist für den Anwender jedoch von untergeordneter Bedeutung. Vielmehr ist von Interesse, auf welche Weise ein benötigtes Drehmoment bei einer bestimmten Drehzahl hervorgerufen werden kann. Bei Betrachtung von Gleichung 3.8 ist ersichtlich, dass alle drei Stromanteile (I_d , I_q , I_E) zum Drehmoment beitragen. Ist nun ein bestimmtes Drehmoment gefordert, existieren folglich häufig mehrere Kombinationen der Ströme, die zum gewünschten Ergebnis führen. Es stellt sich daher die Frage, welche dieser Kombinationen nun für den Betrieb ausgewählt werden sollte.

Bevor Kriterien festgelegt werden, nach welchen die Betriebspunkte einer zweiachsigen HESM ausgewählt werden, sollten Grenzen des Antriebssystems festgelegt werden. In der Simulation können zunächst beliebige Konstellationen verwendet werden, bei der realen Anwendung einer Maschine am Stromrichter sind jedoch Beschränkungen vorhanden. So gibt der Stromrichter typischerweise die maximale Speisespannung vor, die er je nach Applikation in der Lage ist bereitzustellen. Ausgehend von der Grundsicherung der Speisespannung, kann der Maximalwert der effektiven

Strangspannung aus dem d - q -System abgeleitet werden:

$$\sqrt{2} \cdot U_{str,max} \geq \sqrt{U_d^2 + U_q^2} \quad (4.9)$$

Mit den Speiseströmen verhält es sich entsprechend analog. Der Maximalwert des Speisestroms kann von der Maschine selbst, dem Stromrichter oder auch von einer speisenden Batterie begrenzt werden. Der maximale Strangstrom der Maschine ist, wie folgt, mit dem d - q -System verknüpft:

$$\sqrt{2} \cdot I_{str,max} \geq \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (4.10)$$

Hinzu kommt bei der HESM noch der Erregerstrom, der seine Begrenzung nicht überschreiten darf. Eine Spannungsbegrenzung ist an dieser Stelle nicht sinnvoll, da keine induzierten Gegenspannungen existieren.

$$I_{E,max} \geq I_E \quad (4.11)$$

Die in Gleichung 4.9 und 4.10 dargestellten Beziehungen gelten für konstante Größen im d - q -System, was zu sinusförmigen Größen in den Strängen führt. Sie sind dabei unabhängig von der Schaltung der Maschine (Stern oder Dreieck) und müssen in eventuelle Außenleitergrößen umgerechnet werden.

Nachdem durch die Begrenzungen einige Betriebspunkte herausfallen, ist es notwendig, aus den verbliebenen Kennfelddaten diejenigen Stromkombinationen herauszusuchen, die für den Betrieb am besten geeignet sind. Hierfür muss festgelegt werden, wodurch sich ein solcher optimaler Betriebspunkt überhaupt auszeichnet.

Bei gewöhnlichen IPMSM werden häufig das MTPA und das MTPF Verfahren eingesetzt [15][20, Kap.16]. Das Ziel dieser Regelverfahren ist es, im Grundstellbereich ein vorgegebenes Moment mit dem minimal möglichen Statorstrom zu erzeugen. Bei minimalem Statorstrom sind selbstredend die Verluste in den Statorwicklungen am geringsten, welche häufig den größten Teil der Gesamtverluste ausmachen. Somit ist ein guter Wirkungsgrad in diesem Betriebspunkt gewährleistet. Im Feldschwächbereich wird dagegen das maximal mögliche Moment an der Spannungsgrenze angestrebt, wobei der Wirkungsgrad hier zunächst eine untergeordnete Rolle spielt.

Bei HESM sind die Voraussetzungen ein wenig anders. Die zusätzliche Erregung stellt mit ihrem ohmschen Widerstand eine weitere Verlustquelle dar, die in den Gesamtwirkungsgrad mit einfließt. Wird bei HESM nach optimalen Betriebspunkten gesucht, ist es je nach Auslegung nicht mehr ausreichend, lediglich den Statorstrom

für die Betriebspunktfindung zu optimieren. Es ist vielmehr zielführend, die Gesamtverluste der Maschine möglichst gering zu halten, um einen optimalen Wirkungsgrad im Betrieb zu gewährleisten. Die gesamte Verlustleistung $P_{v,ges}$ einer HESM setzt sich aus folgenden Hauptverlustanteilen zusammen:

$$P_{v,ges} = 3 \cdot R_1 \cdot I_{str}^2 + R_E \cdot I_E^2 + P_{fe} + P_{mag} + P_{reib} \quad (4.12)$$

Je nach Typ der HESM ist es darüber hinaus nutzbringend, eine Gewichtung in die Gesamtverluste einzufügen. Verlustleistung erzeugt im allgemeinen Wärme, die durch eine entsprechende Kühlung der Maschine abgeführt werden muss. In den meisten Fällen ist der Stator von elektrischen Maschinen besser gekühlt als der Rotor. Somit sollte Verlustleistung auf dem Rotor möglichst vermieden oder gering gehalten werden. Bei dem in dieser Arbeit behandelten Aufbau der zweiachsigen HESM ist die Zusatzerregung zusammen mit temperaturempfindlichen Magneten auf dem Rotor platziert. Daher werden die Erregerverluste aus Gleichung 4.12 mit einem Faktor k_r gewichtet:

$$P_{v,gew} = 3 \cdot R_1 \cdot I_{str}^2 + k_r \cdot R_E \cdot I_E^2 + P_{fe} + P_{mag} + P_{reib} \quad (4.13)$$

Sollen nun optimale Betriebspunkte anhand der Verluste ermittelt werden, sind die gewichteten Verluste $P_{v,gew}$ nach Gleichung 4.13 zu verwenden. Liegt eine Maschinenanordnung vor, in der der Rotor schlechter gekühlt ist als der Stator, sollte der Rotorverlustfaktor $k_r \geq 1$ gewählt werden. Die so ermittelten Betriebspunkte erzielen den höchsten Wirkungsgrad allerdings bei $k_r = 1$. Anders gewichtete Rotorverluste weichen zwar vom optimalen Betriebspunkt ab, berücksichtigen aber die Art der Kühlung und schonen gegebenenfalls das empfindliche Magnetmaterial.

4.2.4. Auswertungstool

Zusätzlich zur FEM, bei der das Programm ANSYS Maxwell 2015.1 genutzt wird, ist ein numerisches Auswertungsprogramm vonnöten. Dies ist insbesondere deshalb notwendig, da der Vorteil des zweiachsigen Aufbaus vor allem im Feldschwäcbereich vermutet wird (vgl. Kapitel 3.2.2), der mit der FEM allein schwer zu simulieren ist. Da der zweiachsige Aufbau der HESM bisher praktisch nicht eingesetzt wird, existieren entsprechend keine Tools, die hierfür eingesetzt werden können.

Aus diesem Grund ist im Zuge dieser Arbeit ein eigenes Programm in der Umgebung von MathWorks MATLAB R2016b entstanden. Es beinhaltet die Interpolation, so-

wie die Kennfeldaufbereitung für die Auswertung. Die Ermittlung der optimalen Betriebspunkte erfolgt numerisch.

Über die Auswahl der Betriebspunkte hinaus ist es zur Veranschaulichung sinnvoll, die Eigenschaften der Maschine im Betrieb wiederzugeben. Hierfür wird an dieser Stelle das einfache Maschinenmodell nach [5] mit den Gleichungen 3.1 - 3.8 verwendet. Durch die Simulation nach dem FEM-Verfahren sind die Flussverkettungen und Ströme in jedem Betriebspunkt bekannt. Die Spannungen an den Maschinenklemmen werden nachträglich über die Kennfeldaufbereitung ausgerechnet, womit nur die Induktivitäten als Unbekannte des Systems übrig bleiben.

Bei Maschinen mit Oberflächenmagneten, sowie bei schwach gesättigten Maschinen, werden in diesem Maschinenmodell die Induktivitäten L_d und L_q häufig als konstant angenommen. Bei der hier verwendeten Simulationsmethode werden die Induktivitäten in jedem Betriebspunkt neu bestimmt, womit Sättigungseffekte und Kreuzkopplungen zwischen d - und q -Achse mit abgebildet sind.

Zur Berechnung der Induktivitäten werden die Gleichungen 3.4 - 3.6 verwendet. Allerdings sind mit den Induktivitäten L_d , L_q und L_E , sowie der Koppelinduktivität M_{qE} mehr Unbekannte als Gleichungen vorhanden, womit das Gleichungssystem nicht eindeutig lösbar ist.

Um dennoch Werte für die Induktivitäten zu erhalten, wird ein Koppelfaktor k_{qE} eingeführt:

$$M_{qE} = k_{qE} \cdot \sqrt{L_q \cdot L_E} \quad (4.14)$$

Dieser Koppelfaktor wird anhand eines Simulationswertes ermittelt und für die Kennfeldberechnung als konstant angenommen. Mit dieser Vereinfachung wird es möglich, sämtliche Induktivitäten über das gesamte Kennfeld auszuwerten.

4.3. Musterentwurf

Nachdem in den voranstehenden Kapiteln erläutert wurde, wie die Simulation einer zweiachsigen HESM durchgeführt werden kann, ist der nächste Schritt, die grundlegenden Überlegungen auf ein Beispielmmodell anzuwenden.

Es dient einerseits dazu, die grundlegenden Ansätze aus Kapitel 3 zu überprüfen. Auf der anderen Seite kann der Entwurf dazu genutzt werden, das in dieser Arbeit entstandene Auswertungstool zu testen. Die Ergebnisse der Auswertung zeigen letztendlich, in welchen Betriebsbereichen die Zusatzerrregung eine positive Auswirkung hat und wofür sie sinnvoll eingesetzt werden kann.

Bevor mit der Auslegung eines Prototypen begonnen werden kann, muss jedoch zu-

nächst eine Zielstellung an den Entwurf erarbeitet werden. Die allgemeinen positiven Eigenschaften, die eine Hybriderregung erzielen soll, wurden bereits in Kapitel 2.2.1 abgehandelt. Im Rahmen dieser Arbeit ist für einen Prototypen jedoch eine eher wissenschaftliche Zielstellung erforderlich. Grundsätzlich werden Maschinen im Bezug auf ihre Anwendung optimiert. Da das grundlegende Verhalten erforscht werden soll, wird an dieser Stelle die Hybriderregung selbst als Optimierungskriterium verwendet. Dies bedeutet, dass die Auswirkungen der zweiachsigen Anordnung möglichst gut erkennbar sein sollen.

Somit sind folgende Anforderungen an den Entwurf gegeben:

- Die Zusatzerregung soll im Grundstellbereich signifikant auf das Moment einwirken
- Die Maschine muss einen Feldschwächbereich aufweisen, um die Auswirkung der Zusatzerregung in diesem Betrieb zu analysieren

Diese Zielstellung gibt somit die Optimierungskriterien für den Entwurf vor. Allerdings ist ein Entwurf ohne Bezug auf eine Anwendung auf Grund sehr vieler Freiheitsgrade problematisch. Um einen sinnvollen Hintergrund für die Auslegung zu schaffen, wurde anstatt einer Anwendung auf eine bereits existierende Synchronmaschine zurückgegriffen.

Der Rotor mit der zweiachsigen Hybriderregung soll hierbei in den Stator der Referenzmaschine hinein konstruiert werden. Somit sind der maximale Rotordurchmesser, sowie die axiale Länge des Aktivteils festgelegt. Da für die Zusatzerregung freier Raum auf dem Rotor benötigt wird, sollte dieser nicht allzu klein gewählt werden. Als Referenzmaschine wurde daher die Serienmaschine SIEMENS 1FT6102-8AB71-1AH0 gewählt, da sie relativ kompakt gebaut ist und von der Leistungsklasse sowie der Achshöhe her für Experimente gut geeignet ist.

Die wichtigsten Daten sind in Tabelle 4.3 zusammengefasst.

Technische Daten	Symbol	Wert
Nennleistung	P_N	3.85 kW
Nennstrom	$I_{str,N}$	8.4 A
Nenn Drehzahl	n_N	1500 min ⁻¹
Nennmoment	M_N	24.5 Nm
Polpaarzahl	p	4
Achshöhe	h_S	100 mm
Aktivteillänge	l_A	100 mm

Tabelle 4.3.: Daten der Referenzmaschine

Die Leistungsdaten der Maschine geben bei der Auslegung einen groben Rahmen, in dem das Design erfolgen soll. Die Werte für Drehmoment und Leistung der zweiachsigen HESM sollten in der gleichen Größenordnung liegen, wie in Tabelle 4.3 angegeben. Die Werte exakt zu erreichen oder gar zu übertreffen, soll an dieser Stelle jedoch von untergeordneter Bedeutung sein. Das Hauptaugenmerk ist darauf gerichtet, die grundlegenden Zusammenhänge der Hybriderregung zu erforschen. Der grundlegende Aufbau der zweiachsigen HESM ist bereits in Abbildung 3.1 dargestellt. Für die Auslegung wird festgelegt, dass der Außendurchmesser des Rotors in beiden Achsen identisch sein soll. Wird der schematische Aufbau aus Abbildung 3.1 auf eine 8 polige Maschine angewendet, ergibt sich ein Querschnitt, wie er in Abbildung 4.1 dargestellt ist.

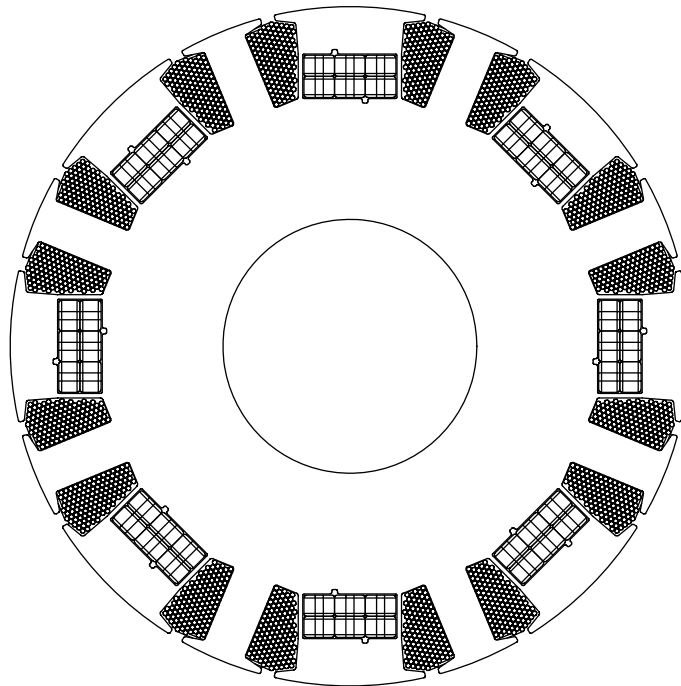


Abbildung 4.1.: Querschnitt des Rotors

Über die axiale Länge hat die Maschine einen unveränderten Querschnitt. Der gezeigte Aufbau stellt den bereits optimierten Blechschnitt mit eingefügten Magneten und Wicklungen dar. In der Simulation wurden für das Blechpaket das Material der Bezeichnung M330-35A und das Magnetmaterial VACODYM 688AP eingesetzt. Auffällig ist zunächst, dass die Magnete in der Richtung der Magnetisierung (radial) relativ hoch sind. In dieser Darstellung sind sogar jeweils zwei Magnete übereinander angeordnet.

Diese Ausprägung ist durch den Optimierungsvorgang zu erklären, welcher zum Ziel

hatte, die Auswirkung der Hybriderregung deutlich sichtbar zu machen. Nach ersten Entwürfen hat sich gezeigt, dass der Erregerstrom I_E nur einen geringen Einfluss auf das Drehmoment hatte. Dies war damit zu erklären, dass bei einem kleinen Luftspalt die Induktivität der q -Achse durch den Eisenkern der Spule einen deutlich größeren Wert hatte, als in der d -Achse, wodurch wiederum das Reluktanzmoment sehr stark ausgeprägt war.

In Kapitel 3.2 wurde erörtert, dass ein hohes Reluktanzmoment für den Effekt der Hybriderregung ungünstig ist. Um dem entgegenzuwirken, wurde der Luftspalt der Maschine vergrößert, was sich auf die Induktivität L_q stärker auswirkt als auf L_d . Das dadurch reduzierte Reluktanzmoment lässt die Auswirkung der Hybriderregung stärker in Erscheinung treten. Um den Fluss der Permanentmagnete über den vergrößerten Luftspalt zu transportieren, ist entsprechend die größere Magnethöhe erforderlich. Ein ähnliches Ergebnis ist eventuell auch mit einem unsymmetrischen Luftspalt zu erzielen, was aber im Zuge dieser Auslegung nicht untersucht wurde.

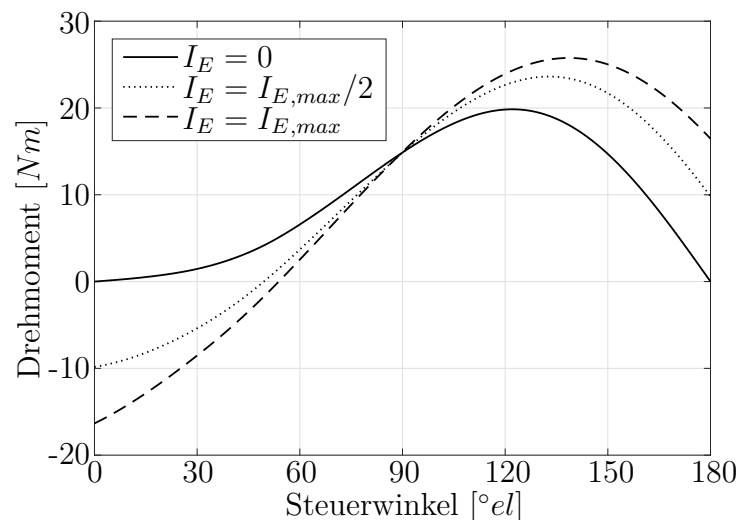


Abbildung 4.2.: Drehmoment bei unterschiedlichen Erregerströmen

Abbildung 4.2 zeigt das gemittelte Drehmoment der Maschine bei Nennstrom über den Steuerwinkel α_{st} bei verschiedenen Erregerströmen I_E . Der Maximalwert für den Erregerstrom ist den Entwurfsvorlagen aus [16, Kap. 9] entnommen und mit einer dauerhaften Stromdichte von 7 A/mm^2 angenommen. Kurzzeitig soll die doppelte Belastung zulässig sein. Somit ist, ausgehend von einem Kupferfüllfaktor von etwa 50 %, lediglich die halbe Stromdichte für den Dauerbetrieb geeignet ($I_{E,max}/2$). Der maximale Erregerstrom $I_{E,max}$ kann dagegen nur kurzzeitig genutzt werden. Es ist ersichtlich, dass bei zugeschalteter q -Achserregung das Maximum des Dreh-

moments auf einen höheren Wert steigt. Bei $I_{E,max}/2$ entspricht dies einer Erhöhung um etwa 19 % gegenüber der abgeschalteten Erregung und wird bei maximalem Erregerstrom um ca. 29.8 % gesteigert. Dabei verändert sich der optimale Steuerwinkel von 122.1° auf etwa 132.8° bzw. 138.6° .

Diese Ergebnisse erfordern weitere Simulationen für die grundlegende Erforschung der zweiachsigen HESM.

4.4. Ergebnisse der Simulation

Nach dem Entwurf des Musterbeispiels ist die Simulation des Maschinenverhaltens durchzuführen. Mit den in Abschnitt 4.2 erläuterten Methoden wird erarbeitet, in welchen Betriebsbereichen die Zusatzerregung gewinnbringend eingesetzt werden kann. Da von einem Antrieb ausgegangen wird, ist in den nachfolgenden Simulationen nur der Motorbetrieb der Mustermaschine beschrieben. Der Generatorbetrieb kann generell auf gleiche Weise behandelt werden, was hier jedoch nicht weiter ausgeführt ist.

In Abbildung 4.2 ist zunächst erkennbar, dass sich die Zunahme des Drehmoments bei Erhöhung des Erregerstroms nicht linear verhält. Dies liegt zum einen an der nichtlinearen Zusammensetzung der Drehmomentanteile (vgl. Kapitel 3), zum anderen begrenzt die Sättigung des Eisenmaterials den Fluss durch die Erregerwicklung. Um dies sichtbar zu machen, ist in Abbildung 4.3 der Maximalwert der induzierten Leerlaufspannung bei konstanter Nenndrehzahl über den Erregerstrom aufgetragen. Die Erregerspulen sind hierbei in Reihe geschaltet und mit jeweils $w_E = 125$ Windungen ausgeführt, um die Stromdichten aus Abschnitt 4.3 zu generieren. Für den Erregerstrom ergeben sich somit Werte von $I_{E,N} = 2.8 \text{ A}$ und $I_{E,peak} = 5.6 \text{ A}$.

Durch die zweiachsige Ausrichtung der Erregersysteme müssen auch die induzierten Spannungen vektoriell addiert werden. Während die Permanentmagnete ausschließlich eine induzierte Spannung in der q -Achse hervorrufen, liegt die induzierte Spannung der elektrischen Erregung ausschließlich in der d -Achse. Der Spitzenwert der induzierten Spannung ergibt sich somit zu:

$$U_{ind} = \sqrt{U_d^2 + U_q^2} \quad (4.15)$$

In Abbildung 4.3 sind die simulierte und die nach Gleichung 4.15 idealisierte Spannung aufgetragen. An dieser Stelle wird der Spitzenwert der Spannung betrachtet, da dieser für den Betrieb am Stromrichter relevant ist. Liegt der Spitzenwert der

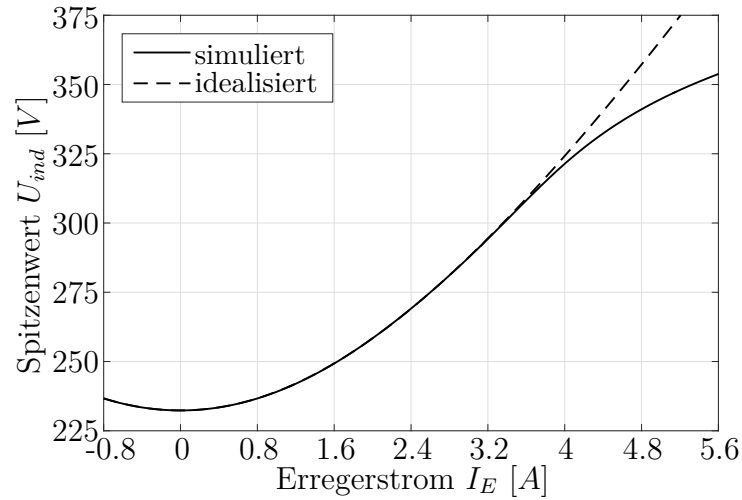


Abbildung 4.3.: Verkettete Leerlaufspannung bei Nenndrehzahl

induzierten Spannung über der Zwischenkreisspannung des Stromrichters, fungieren die Freilaufdioden als ungesteuerter Gleichrichter. Daher darf die Maschine bei dieser Drehzahl nicht im Leerlauf betrieben werden.

Es ist erkennbar, dass ein Sättigungseffekt ab etwa 3.5 A Erregerstrom eintritt. Der Dauerstrom von $I_E = 2.8$ A liegt somit im oberen linearen Bereich, womit die Maschine einen guten Ausnutzungsgrad erreicht. Wie sich die zusätzlichen Flüsse durch die Statorströme auf das Betriebsverhalten auswirken, muss durch die Kennfeldsimulation erarbeitet werden.

Um das Betriebskennfeld der zweiachsigen HESM zu bestimmen, müssen zunächst einige Randparameter vorgegeben werden. Für den Nennbetrieb wird dabei auf die Daten der Referenzmaschine aus Tabelle 4.3 zurückgegriffen. Im Überlastfall wird der dreifache Statorstrom zugelassen, im Rotor aufgrund der Sättigung nur der doppelte Nennstrom (vgl. Abbildung 4.3). Die Simulationsdaten sind in Tabelle 4.4 zusammengefasst.

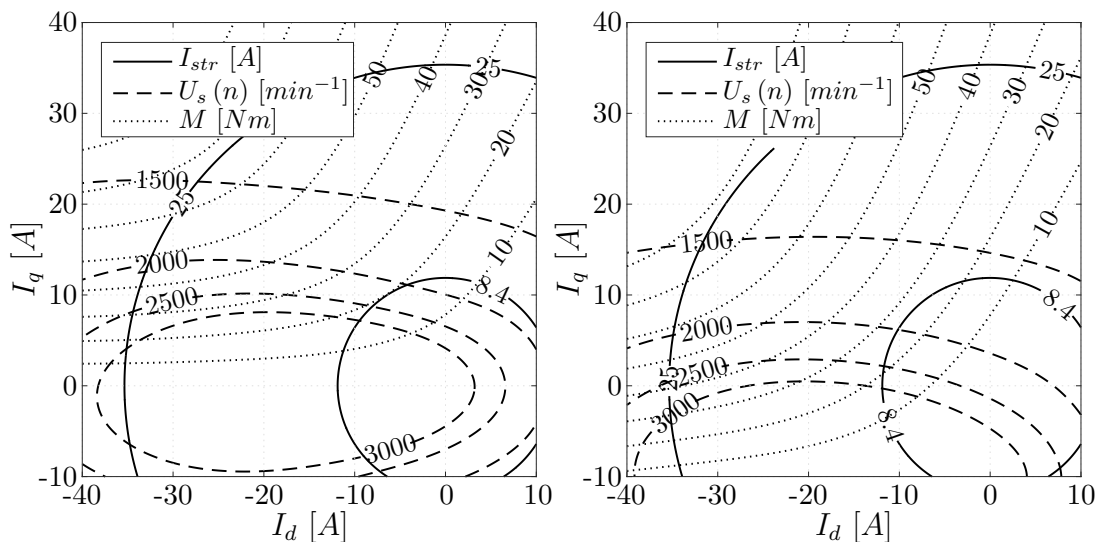
Aus diesen Daten kann das stationäre Betriebsverhalten der Maschine ermittelt werden, wobei an dieser Stelle ausschließlich der Motorbetrieb ausgewertet wird. Da der Effekt der Zusatzerregung auf den Feldschwächbereich von besonderem Interesse ist, wird das Verhalten bis zur doppelten Nenndrehzahl der Referenzmaschine untersucht.

Im Ersten Schritt werden die charakteristischen Kennlinien der Maschine analysiert. Dabei werden die Simulationsdaten der FEM-Analyse für die Erstellung des Diagramms verwendet. Dadurch sind sämtliche Sättigungseffekte berücksichtigt. Zudem sind die Widerstände und Wickelkopfinduktivitäten in den ausgewerteten Da-

Simulationsparameter	Symbol	Wert
Maximale Außenleiterspannung	U_N	400 V
Stator-Nennstrom	$I_{str,N}$	8.4 A
Stator-Peakstrom	$I_{str,peak}$	25 A
Erreger-Nennstrom	$I_{E,N}$	2.8 A
Erreger-Peakstrom	$I_{E,peak}$	5.6 A
Phasenwiderstand (bei 20 °C)	R_1	0.86 Ω
Erregerwiderstand (bei 20 °C)	R_E	11.03 Ω
Wicklungstemperatur (Rotor & Stator)	–	90 °C
linearer Temperaturkoeffizient	α_{20}	$3.93E^{-3} K^{-1}$
quadratischer Temperaturkoeffizient	β_{20}	$0.6E^{-6} K^{-2}$
Wickelkopfinduktivität	L_{wk}	0.5 mH

Tabelle 4.4.: Daten der Kennfeldsimulation

ten mit einbezogen. Nicht enthalten sind dagegen die Reibungsverluste, sowie die Eisen und Magnetverluste, da die drehzahlabhängigen Auswirkungen auf das Drehmoment in diesem Diagramm nicht erfasst werden können. Da die Auswirkungen der besagten Verluste eher gering ausfallen, ist die Darstellung für eine überschlägige Abschätzung des Maschinenverhaltens nutzbar. In Abbildung 4.4 sind jeweils die charakteristischen Kennlinien ohne und mit Erregerstrom dargestellt.

Abbildung 4.4.: Char. Kennlinien mit $I_E = 0$ (links) und $I_E = I_{E,peak}$ (rechts)

Gegenüber den in Kapitel 3.2.2 dargestellten Diagrammen fällt zunächst auf, dass die drehzahlabhängigen Höhenlinien maximaler Spannung nur noch näherungsweise eine Ellipse darstellen. Dies ist mit der Berücksichtigung des ohmschen Widerstandes

und der Sättigungseffekte zu begründen. Davon abgesehen decken sich die analytisch prognostizierten Effekte weitgehend mit den Ergebnissen der FEM-Simulation.

So wird deutlich, dass durch den Erregerstrom bei gleichen Statorströmen höhere Momente erreichbar sind. Im Feldschwächbetrieb an der Spannungsbegrenzung sind ebenfalls höhere Drehmomente erreichbar, was anhand der höheren Momentenlinien innerhalb der kleinsten Spannungsellipse erkennbar ist.

Der nächste Auswertungsschritt erfolgt unter Berücksichtigung der Verlustmechanismen der Maschine. Da dies anhand der charakteristischen Kennlinien nicht möglich ist, wird hierfür das Kennfeld für sämtliche Drehzahlen ausgewertet. Zunächst wird untersucht, welches Drehmoment mit den in Tabelle 4.4 angegebenen Dauer- und Peakströmen im Betrieb der Maschine erreichbar ist. Zum Vergleich werden jeweils die Drehmomente mit zusätzlicher Erregung (Index HESM) und ausgeschalteter Erregung (Index PMSM) ausgegeben.

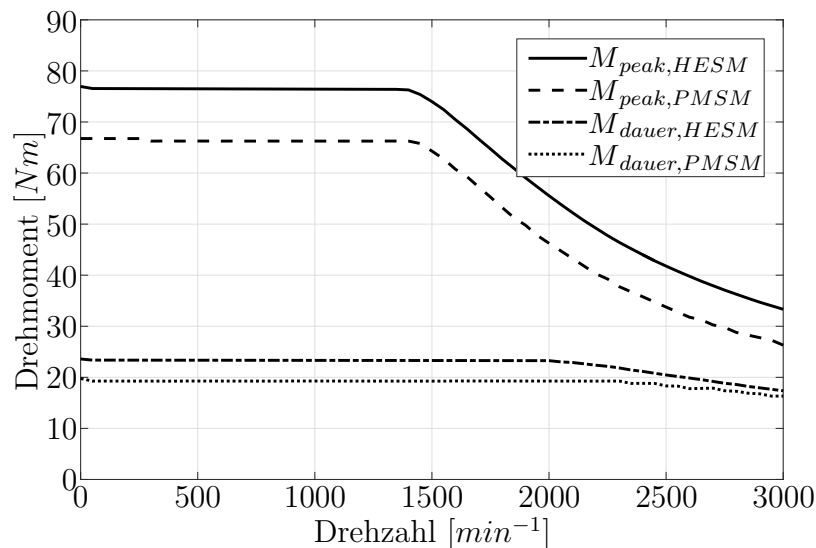


Abbildung 4.5.: Drehmoment-Drehzahl-Kennlinien bei Dauer- und Peak-Strom

Das Ergebnis der Simulation ist in Abbildung 4.5 dargestellt. Es ist ersichtlich, dass das erreichbare Drehmoment der zweiachsigen HESM mit eingeschalteter Erregung stets höher ist. Allerdings ist diese Differenz unterschiedlich stark ausgeprägt. Bei Dauerströmen wird das Drehmoment im Grundstellbereich um rund $4 Nm$ auf etwa $23.4 Nm$ erhöht. Im Feldschwächbereich verringert sich der Zuwachs auf etwa $1 Nm$, sodass maximal $17.4 Nm$ erzeugt werden. Werden diese Werte auf das Drehmoment ohne Zusatzerregung bezogen (Index PMSM), ergibt sich im Grundstellbereich eine Steigerung von rund 21% und etwa 6.4% im Feldschwächbereich.

Im Peakbetrieb der Maschine wirkt sich der zusätzliche Erregerstrom augenscheinlich stärker aus. So ist das Drehmoment im Grundstellbereich rund 10 Nm höher und erreicht einen Wert von 76.5 Nm . Auch bei 3000 min^{-1} erreicht die Maschine ein 6.6 Nm höheres Drehmoment als ohne Erregerstrom und erzielt einen Wert von 33.3 Nm . Bezogen auf die reine PMSM beträgt die Steigerung im Grundstellbereich etwa 15.5% und erreicht im Feldschwächbereich einen Maximalwert von etwa 26.7% .

Damit ist ein Unterschied von beiden Betriebsarten insbesondere im Feldschwächbereich zu verzeichnen. Dass der Peakbetrieb, trotz Sättigungseffekten im Erregerfeld (vgl. Abbildung 4.3), stärker von der Zusatzerregung profitiert, ist durch die charakteristischen Kennlinien der Maschine zu erklären (vgl. Kapitel 3.2.2). Im Bereich der begrenzten Ausgangsspannung des Stromrichters wird derjenige Bereich des Feldschwächstromes erreicht, in dem das Erregerfeld eine Erhöhung des Drehmoments herbeiführen kann. Mit dem Nennstrom ist dagegen der Schnittpunkt der Drehmoment- und Spannungsverschiebung aus Abbildung 3.7 nicht zu erreichen. Dieser Zusammenhang kann auch mithilfe der simulierten charakteristischen Kennlinien in Abbildung 4.4 nachvollzogen werden.

Der nächste Aspekt der zweiachsigen HESM, der per Simulation überprüft werden kann, ist der Einfluss der Zusatzerregung auf den Wirkungsgrad der Maschine. Auch bei dieser Untersuchung wurde ausschließlich der Motorbetrieb analysiert.

Um den Effekt der Zusatzerregung auf den Wirkungsgrad der Maschine bestmöglich bewerten zu können, wird der Rotorverlustfaktor mit $k_r = 1$ angenommen. Damit wird bei der Auswertung stets der höchste Wirkungsgrad angestrebt. Abbildung 4.6 zeigt einen Vergleich des Wirkungsgrades mit und ohne Zusatzerregung. In beiden Fällen sind die jeweils auf den Wirkungsgrad optimierten Betriebspunkte ausgewertet.

Bei näherer Betrachtung der beiden Kennfelder wird deutlich, dass sich die Wirkungsgrade beider Betriebsarten kaum unterscheiden. Die abgebildeten Flächen haben nahezu identische Formen und Ausmaße, womit die Verbesserung des Wirkungsgrads bei diesem Musterentwurf vernachlässigbar klein ist. Mit der zusätzlichen Erregung ist der Betriebsbereich jedoch entsprechend vergrößert, was bereits aus Abbildung 4.5 abzuleiten ist.

Es stellt sich daher die Frage, in welchen Betriebspunkten der zusätzliche Erregerstrom im dargestellten Muster in welchem Maße eingesetzt wird. Im folgenden Diagramm 4.7 ist daher der Erregerstrom über den Betriebsbereich der Maschine dargestellt.

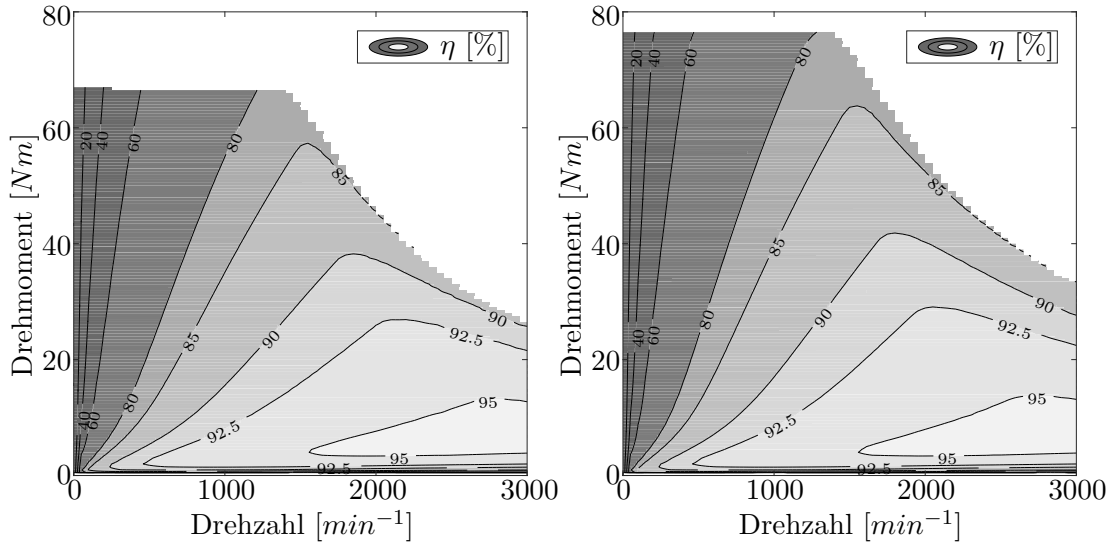


Abbildung 4.6.: Wirkungsgrad ohne (links) und mit (rechts) Zusatzerregung

Der Wert des Erregerstroms entspringt der wirkungsgradoptimierten ($k_r = 1$) Auswertung der zweiachsigen HESM. Die Unstetigkeiten im Diagramm entstehen aufgrund der numerischen Auswertung. Es wird deutlich, dass in demjenigen Bereich, den die Maschine auch ohne Erregerstrom abdecken kann, nur ein geringer Strom in die zusätzliche Erregerwicklung gespeist wird. So wird für Momente, bis hin zum Nennmoment der Referenzmaschine (24.5 Nm), nur etwa 1 A Erregerstrom verwendet. Demnach wird die Erregerwicklung im Nennbetrieb kaum genutzt.

Erst bei höheren Momenten wird die Zusatzerregung stärker genutzt. Die höheren Stromwerte ($I_E > 2.8 \text{ A}$) werden nur in den Bereichen verwendet, die ohne Zusatzerregung nicht zu erreichen sind.

Einer der Gründe für die gezeigten Ergebnisse, ist der hohe Widerstand der Erregerwicklung R_E , der entsprechend zu hoher Erregerleistung führt. Aufgrund des Platzbedarfs der Wicklung, ist ein signifikant geringerer Widerstand mit heutigen Materialien unrealistisch. Um den Einfluss dieses Widerstands zu evaluieren, sind in Anhang A.3 Kennfelder von Wirkungsgrad und Erregerstrom der gleichen Maschine abgebildet, jedoch mit um den Faktor 1000 verkleinerten Rotorwiderstand.

Anhand dieser Kennfelder ist zu erkennen, dass der Wirkungsgrad der Maschine durch den verringerten Widerstandswert positiv beeinflusst wird. Darüber hinaus wird aus dem Kennfeld des Erregerstroms deutlich, dass die Wicklung nahezu in jedem Betriebspunkt den maximalen Erregerstrom führt.

Allerdings macht selbst dieser, bei den derzeit verfügbaren Materialien, unrealistisch kleine Widerstandswert beim Wirkungsgrad im günstigsten Punkt wenige Prozent-

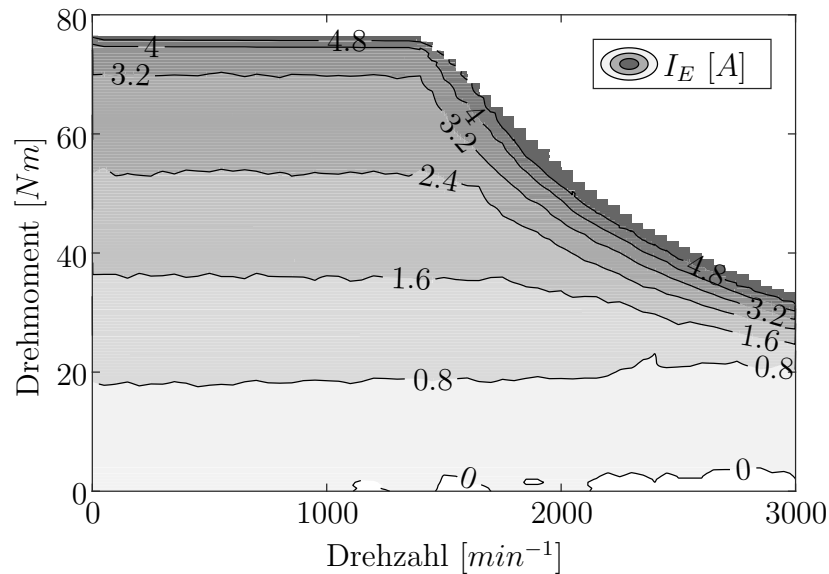


Abbildung 4.7.: Kennfeld des Erregerstroms

punkte aus. Dies ist dem zusätzlichem Aufwand der Hybriderregung gegenüberzustellen.

4.5. Bewertung des Konzepts

Die Ausführungen des voranstehenden Kapitels haben die Auswertungsmethode einer zweiachsigen HESM dargelegt. Mithilfe der FEM und numerischer Aufbereitung kann die Maschine auf ihre Eigenschaften untersucht und das Betriebsverhalten am Stromrichter nachgebildet werden. Als Ergebnis der Auslegung, auf Grundlage einer Serienmaschine, ist der Entwurf eines Rotors entstanden, der mit zweiachsiger Hybriderregung ausgestattet ist. Ziel des Entwurfs ist, die grundlegenden Eigenschaften der Hybriderregung im Grundstell- und Feldschwächbereich anschaulich zu machen. Die Simulationsergebnisse zeigen eine Steigerung des Maximalmoments, die über den gesamten Betriebsbereich zu beobachten ist. Somit ist das Drehmoment-Drehzahl-Kennfeld gegenüber der reinen Permanentmagneterregung sichtlich erweitert worden. Ein eher kleiner Einfluss ist dagegen beim Wirkungsgradkennfeld der Maschine zu verzeichnen. Bei jeweils optimaler Ansteuerung des Motors werden ähnliche Größenordnungen erreicht.

Das Ergebnis der Untersuchung ist somit, dass primär eine kurzzeitige Überlastfähigkeit der Maschine durch die Zustatzerregung gewährleistet wird, insbesondere auch im Feldschwächbereich. Zur Wirkungsgradsteigerung kann die Erregung nur wenig

beitragen. Ob die genannten Vorteile den Einsatz für eine bestimmte Anwendung rechtfertigen, muss im konkreten Fall separat abgewägt werden. Zur Erprobung des grundlegenden Verhaltens der zweiachsigen HESM unter realen Bedingungen ist ein Prototyp sinnvoll, der auch zur Validierung der Simulationsergebnisse herangezogen werden kann.

5. Experimenteller Aufbau

In den voranstehenden Abschnitten wurde erläutert, wie die zweiachsige HESM mithilfe der FEM und numerischer Auswertung simuliert werden kann. Auf diesem Wege ist es möglich, Wirkungsgrad- und Leistungskennfelder der Maschine abzubilden. Wie bei jeder Simulation, geht die Ergebnisfindung auf mathematische Modelle zurück, die stets nur einen Teil der Wirklichkeit abzubilden vermögen. Zum Verifizieren der Simulationen ist daher ein Prototyp förderlich, der als Erprobungsträger genutzt werden kann.

Da die Arbeit auf die Auslegung des magnetischen Kreises fokussiert und nicht auf mechanische Komponenten wie Geber, Lager, Lagerschild, etc., wird eine bestehende Serienmaschine als Grundmodell ausgewählt. In den folgenden Abschnitten sind zunächst die mechanischen Eigenheiten des Prototyps beleuchtet. Es folgen Messergebnisse, die zum Validieren der Simulationen herangezogen werden können.

5.1. Mechanischer Aufbau

Wird der Schritt von Simulationen hin zum Bau von Prototypen angestrebt, entstehen Problemstellungen, die über die magnetische und elektrische Auslegung hinausgehen. So müssen thermische und mechanische Aspekte bedacht werden, die für die Fertigung benötigt werden. Es folgt eine kurze Zusammenfassung der wichtigsten Eigenschaften des Prototypen.

Als Grundmodell wurde die Serienmaschine SIEMENS 1FT6102-8AB71-1AH0 verwendet und deren Stator, Gehäuse, Welle und Lagerung übernommen. Auch die Statorwicklung sowie der Geber entsprechen der Serienmaschine. Diese Auswahl wurde, wie in Kapitel 4.3 beschrieben, aufgrund der kompakten Abmessungen und der für Experimente gut geeigneten Rotorgröße getroffen. Nachteilig für die Hybriderregung ist jedoch, dass dieser Maschinentyp mit Selbstkühlung ausgeführt ist. Dies bedeutet, dass die Maschine ausschließlich über die Oberfläche sowie die angeschlossene Welle gekühlt ist. Die Erregerleistung der zweiachsigen HESM, die auf dem Rotor in Wärme umgesetzt wird, ist thermisch somit relativ schlecht an die Kühlung ange-

bunden. Aus diesem Grund ist bei Experimenten die Stator- und Rotortemperatur stets zu überwachen.

Die Erregerwicklung muss auch aus mechanischer Sicht betrachtet werden. Wo in der FEM-Simulation eine Nutstromdichte ausreicht, muss beim Prototyp die magnetische Durchflutung durch eine Wicklung erzeugt werden. Diese wird mit $w_E = 125$ Windungen pro Spule ausgeführt, da sich dünne Drahtquerschnitte durch kleinere Biegeradien und hohe Flexibilität als vorteilhaft für kleine Wickelköpfe und einen guten Füllgrad erwiesen haben. Eine Imprägnierung mit Harz sorgt für Stabilität. Zudem muss die Erregerleistung auf irgendeine Art und Weise auf den Rotor übertragen werden. Der Vorteil der genannten Serienmaschine resultiert aus einer angefügten elektrischen Bremse. Diese wird für die zweiachsige HESM zwar nicht benötigt, jedoch verfügt die Maschine dadurch über ein größeres Gehäuse. Dieser zusätzliche Bauraum kann genutzt werden, einen geeigneten Übertrager zu platzieren.

Da die Maschine für den reinen Testbetrieb konstruiert wurde, bieten sich Schleifringe an. Diese einfache Übertragungsart ermöglicht eine direkte Stromregelung, wohingegen der Nachteil der regelmäßigen Wartungsintervalle bei kurzen Laborversuchen praktisch nicht existent ist. Der prinzipielle Aufbau von Rotor und Schleifring auf der Welle ist in Abbildung 5.1 dargestellt.

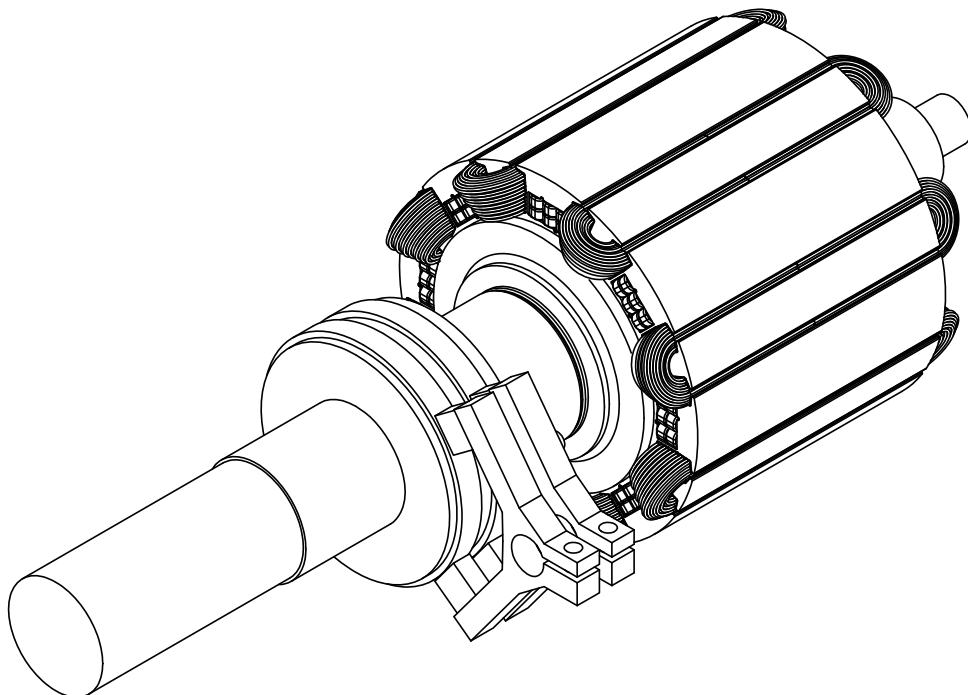


Abbildung 5.1.: Mechanischer Aufbau des konstruierten Rotors

Aus dem Grund, dass für den Schleifring lediglich der sehr begrenzte Bauraum der

elektrischen Bremse zur Verfügung stand, wurde eine Einzelanfertigung in Verbindung mit einem Kohlebürstensystem der Firma Schunk kombiniert. Somit waren nur wenige Modifikationen und Zusatzkonstruktionen an den Gehäuseteilen der Serienmaschine nötig, um eine betriebsfähige zweiachsige HESM zu entwickeln.

5.2. Messungen

Als Messaufbau wird der Prototyp über eine Messwelle (siehe Anhang A.4) mit einer Lastmaschine gekoppelt. Als Belastungsmaschine wird eine Synchronmaschine der Firma Siemens mit der Bezeichnung 1PH8133-2EL13-0BE1 eingesetzt. Elektrisch wird der Prototyp, je nach Messung, entsprechend angeschlossen.

Da die hier gezeigten Messungen keine besonderen Ansprüche an die Präzision stellen, wird auf eine detaillierte Auflistung von Messgeräten, Tastköpfen und ähnlichem verzichtet. Eine Aufstellung der wichtigsten verwendeten Messgeräte befindet sich im Anhang A.4. Auch statistische Auswertungen und Fehlerrechnungen von Ergebnissen werden für die grundlegenden Untersuchungen nicht benötigt.

5.2.1. Erregung

Da für den Prototyp der Stator einer bekannten Referenzmaschine verwendet wurde (vgl. Kapitel 4.3), ist bei den Messungen primär der Rotor mit seinen zwei Erregersystemen außergewöhnlich. Daher werden zunächst Messungen durchgeführt, die für die Identifizierung der entsprechenden Motorparameter gebräuchlich sind.

5.2.1.1. Rotorwiderstand

Der Widerstand der Erregerwicklung soll zunächst messtechnisch erfasst werden. Die Messung ist jedoch nicht ganz trivial, da die Erregerwicklung über einen Schleifring mit der Versorgungsspannung verbunden wird. Beim Aufbau des Prototypen wurde daher vorab eine Messung ohne den Schleifring durchgeführt. So wurde bei einer Umgebungstemperatur von $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ ein Widerstand von $11.03\ \Omega$ bestimmt.

Wird der Prototyp jedoch mit dem Schleifring betrieben, müssen dessen Effekte mit berücksichtigt werden. Eine geeignete Messung ist daher an der drehenden Maschine durchzuführen. Um eventuelle Drehzahlabhängigkeiten zu erfassen, wurden die Messungen in Abbildung 5.2 bei $500\ \text{min}^{-1}$ und bei $1000\ \text{min}^{-1}$ durchgeführt. Da die Ergebnisse jedoch identisch ausfielen, ist nur eine der Messreihen dargestellt.

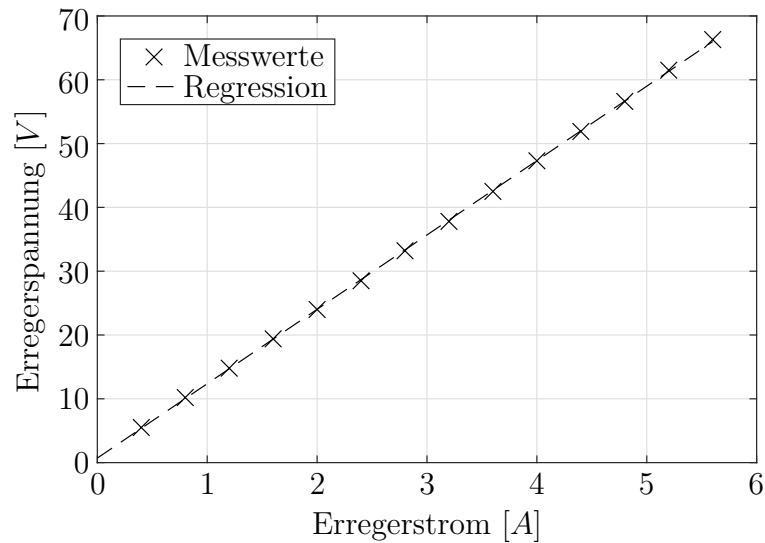


Abbildung 5.2.: Messung Rotorwiderstand

Um ein Erwärmen der Wicklung zu vermeiden, wurde bei sämtlichen Messpunkten der Strom nur für wenige Sekunden zugeschaltet. Der Widerstand der Wicklung kann somit als konstant angenommen werden. Die Umgebungstemperatur lag bei etwa $23\text{ }^{\circ}\text{C}$.

In Abbildung 5.2 ist zudem die lineare Regression der Messwerte dargestellt. Mit einem Korrelationskoeffizient $r \approx 1$ ergibt sich die Gleichung:

$$U_E = 11.6566\ \Omega \cdot I_E + 0.7088\ \text{V} \quad (5.1)$$

Das Ergebnis dieser Messung ist somit, dass Erregerwicklung, Schleifring und Zuleitungen einen Gesamtwiderstand von etwa $11.66\ \Omega$ aufweisen. Hinzu kommt ein konstanter Spannungsabfall von rund $0.71\ \text{V}$, der auf den Schleifring zurückzuführen ist. Da die Messungen bei verschiedenen Drehzahlen zu gleichen Ergebnissen führten, kann dieser Spannungsabfall als Drehzahl-unabhängig betrachtet werden.

5.2.1.2. Induzierte Spannung

Der nächste messtechnische Schritt zur Validierung der Simulationsergebnisse ist die Untersuchung der induzierten Leerlaufspannung. Die Maschine wird hierbei mit konstant $500\ \text{min}^{-1}$ fremd angetrieben und die verkettete Spannung per Oszilloskop aufgezeichnet.

Mit Hilfe der induzierten Spannung kann abgeglichen werden, inwieweit die Erregerfelder mit den Simulationswerten übereinstimmen. Da Permanentmagnete Tole-

ranzen, sowohl für die mechanischen Abmessungen, als auch für deren Magnetfeld aufweisen, sind gewisse Abweichungen zu den Simulationen zu erwarten. So bewegen sich auch die Eigenschaften der Elektrobleche innerhalb gewisser Toleranzen. Durch Messen der induzierten Spannung und anschließender Fourier-Analyse können somit die grundlegenden Eigenschaften mit der Simulation verglichen werden.

Zunächst soll der qualitative Verlauf der induzierten Spannung untersucht werden. Da hierbei der Oberschwingungsgehalt von Simulation und Messung verglichen werden soll, ist die Amplitude der Spannung zunächst nicht von Bedeutung. In den Abbildungen 5.3 und 5.4 sind daher jeweils bezogene Größen dargestellt:

- der zeitliche Verlauf der Spannungen ist auf ihren Maximalwert bezogen.
- die Amplituden der Oberschwingungen sind auf die Grundschwingung bezogen.
- es ist jeweils eine Signalperiode dargestellt.

Um die Oberschwingungen überhaupt anschaulich darstellen zu können, sind die Amplituden in logarithmischem Maßstab abgebildet. Zudem wird sich zur besseren Übersicht lediglich auf die ersten 15 Ordnungen beschränkt. Abbildung 5.3 zeigt die zeitlichen Verläufe der verketteten induzierten Spannungen, wie sie von der FEM-Simulation bestimmt werden. Darunter ist das jeweilige Amplitudenspektrum abgebildet.

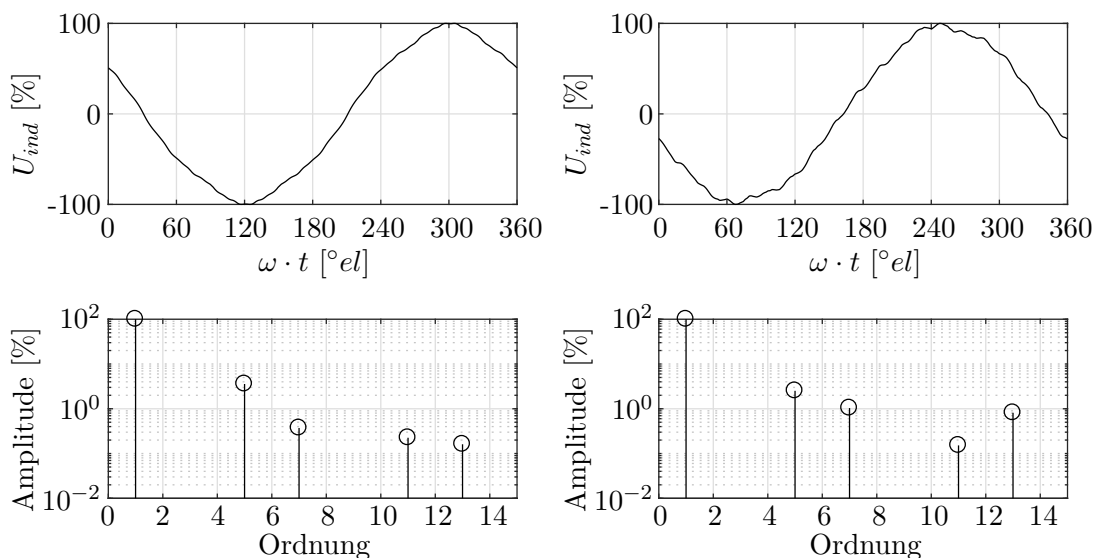


Abbildung 5.3.: Simulierte Leerlaufspannung (links: $I_E = 0$, rechts: $I_E = \max$)

Hierbei werden die Verläufe der induzierten Spannung ohne Erregerstrom (links) und bei maximalem Erregerstrom von $I_E = 5.6 \text{ A}$ (rechts) verglichen. Es fällt auf, dass in beiden Fällen die 5. Oberschwingung mit 3.6 % (links) und 2.5 % (rechts) am stärksten ausgeprägt ist. Von der Größenordnung her ändert sie sich jedoch nicht. Zusätzlich kann die 7. Ordnung mit etwa 1 % bei maximalem Erregerstrom noch als auffällig bezeichnet werden, sämtliche anderen Oberschwingungen fallen jedoch nicht weiter ins Gewicht.

Abbildung 5.4 zeigt auf gleiche Art und Weise die am Prototyp gemessenen Verläufe der induzierten Spannung. Die Messungen wurden bei einer Drehzahl von 500 min^{-1} durchgeführt. Messtechnisch bedingt, haben die Verläufe ein gewisses Rauschen. Des weiteren ist sichtbar, dass, anders als bei den simulierten Verläufen, sämtliche dargestellten Amplituden größer als $10^{-2} \%$ sind.

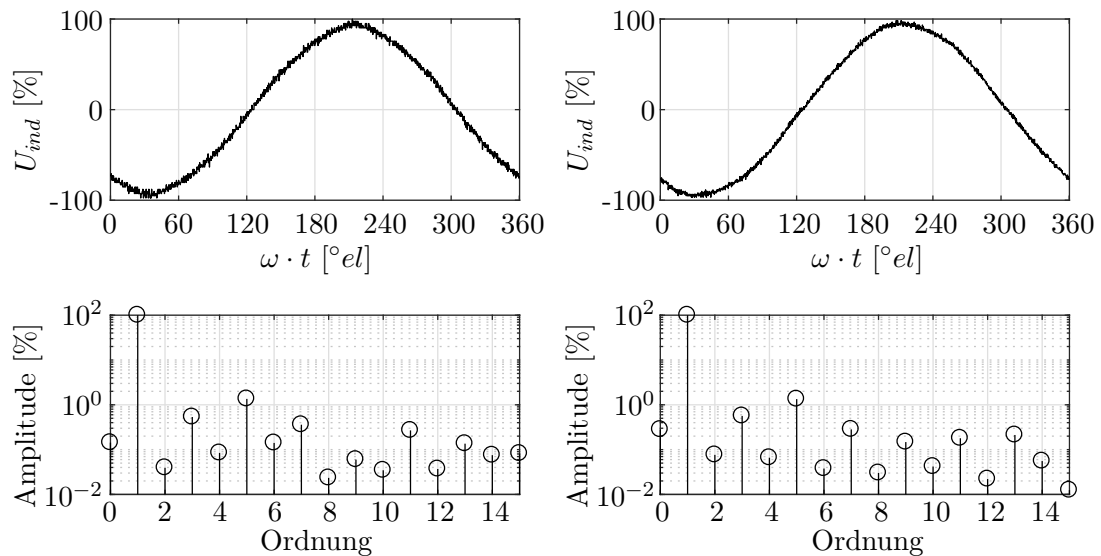


Abbildung 5.4.: Gemessene Leerlaufspannung (links: $I_E = 0$, rechts: $I_E = \max$)

Die einzige Amplitude die jedoch sowohl ohne als auch mit Erregerstrom größer als 1 % ist, gehört wiederum zur 5. Oberschwingung. Sie ist mit 1.33 % ohne und 1.32 % mit Erregerstrom relativ konstant.

Auch ein optischer Vergleich der Spannungsverläufe und Amplitudenspektren zwischen Simulation und Messung lässt deutliche Ähnlichkeiten erkennen. Was sowohl bei der Simulation, als auch der Messung auffällt, ist eine leichte Unsymmetrie des Spannungsverlaufs bei eingeschaltetem Erregerstrom. Am deutlichsten ist dies beim Maximum des annähernd sinusförmigen Verlaufs sichtbar, welches ein wenig vorge-

zogen ist.

Das Amplitudenspektrum bietet hierfür jedoch keine Erklärung, da es sich durch den Erregerstrom kaum verändert. Mit der Fourieranalyse können jedoch nicht nur die Beträge der Oberschwingungen ermittelt werden, sondern auch die zugehörigen Phasenwinkel. Die Auswertung der am stärksten ausgeprägten 5. Ordnung aus den Messdaten erbringt, dass sich deren Phasenwinkel um 98° ändert. Wo die Maxima von Grundschwingung und 5. Ordnung ohne Erregerstrom nahezu übereinander liegen, ergibt dies, bezogen auf die Hauptschwingung, eine Verschiebung der 5. Oberschwingung um 19.6° .

Dieser Wert entspricht der Größenordnung, um die das Maximum des Verlaufs verschoben scheint. Daher ist die Erklärung der Verzerrung durch diese Phasenverschiebung plausibel.

Nachdem nun gezeigt ist, dass sich die Verläufe von Simulation und Messung weitgehend qualitativ decken, ist der nächste Schritt, auch die Amplituden der Leerlaufspannungen quantitativ zu vergleichen. Wo bisher die Verläufe auf ihren Spitzenwert normiert wurden, wird nun die Spannung bei einer festen Drehzahl und unterschiedlichen Erregerströmen aufgezeichnet.

Die Messungen wurden mit fremd angetriebener Maschine durchgeführt. Zur Vergleichbarkeit mit Abbildung 4.3 ist die Nenndrehzahl von 1500 min^{-1} für den Vergleich verwendet worden.

Da für die Auswertungen in Kapitel 4 ausschließlich ein Grundschwingungsmodell verwendet wird, ist es sinnvoll, auch für den Vergleich der induzierten Spannung lediglich die Grundschwingung zu betrachten.

Diagramm 5.5 zeigt die Amplituden der Grundschwingungen aus FEM-Simulation und Leerlauf-Messungen. Zusätzlich ist analog zu Abbildung 4.3, angelehnt an die Simulationswerte, die idealisierte Leerlaufkennlinie eingezeichnet, bei der die Sättigung des Blechmaterials vernachlässigt wird.

Es ist zu erkennen, dass die Verläufe von Simulation und Messung einen ähnlichen Verlauf haben und auch die Sättigung bei gleichen Erregerströmen eintritt. Allerdings liegen die gemessenen Werte stets niedriger als die der Simulation.

Ist der Erregerstrom nicht zugeschaltet, ist die gemessene Leerlaufspannung etwa 4 % geringer. Bei einem Wert von $I_E = 5.6 \text{ A}$ liegt die Abweichung bei etwa 3 % und hat bei $I_E = 4 \text{ A}$ mit 4.3 % den größten prozentualen Wert.

Zusammenfassend lässt sich somit sagen, dass sowohl Form, als auch Amplitude der induzierten Spannung recht gut mit den Simulationswerten übereinstimmen. Die vorhandenen Abweichungen sind Toleranzen, Temperaturabhängigkeiten sowie

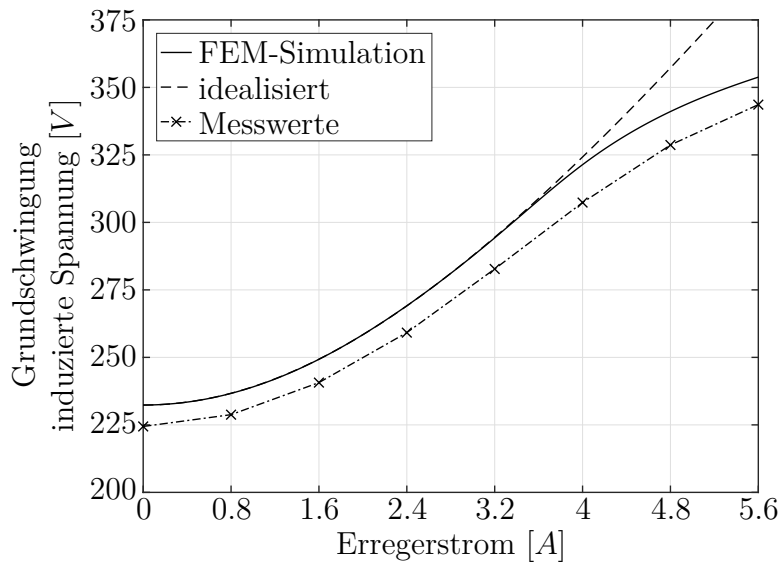


Abbildung 5.5.: Vergleich der Leerlaufspannung, $n = 1500 \text{ min}^{-1}$

Vereinfachungen in der Simulation geschuldet, liegen jedoch im erwarteten Bereich.

5.2.1.3. Thermisches Verhalten

Eine elektrische Maschine besteht aus Bauelementen, deren Parameter auf verschiedene Weise von der Temperatur abhängen. So ändert sich beispielsweise der Widerstand von Kupferdrähten oder auch die Feldstärke von Permanentmagneten mit der Temperatur. Bei zu hoher thermischer Belastung können einige dieser Teile gar irreversibel geschädigt werden. Hierzu zählen Permanentmagnete (Entmagnetisierung) aber auch Leiterisolation sowie Lager und Fette.

Das thermische Verhalten einer elektrischen Maschine ist üblicherweise insbesondere für ihre Dauerleistung von Interesse. Da der in dieser Arbeit entstandene Prototyp als reines Testobjekt zur Untersuchung der zweiachsigen Erregung zu verstehen ist, ist der Dauerbetrieb nicht von zentraler Bedeutung.

Dennoch sollte das thermische Verhalten der Zusatzerregung untersucht werden, um eine Beschädigung des Prototypen während der Testläufe zu vermeiden. Hierzu wurde die Maschine fremd mit 500 min^{-1} angetrieben und bei offenen Stator клемmen die Erregerwicklung mit konstantem Strom gespeist.

Dies wurde für den errechneten Nennstrom von $I_E = 2.8 \text{ A}$ (vgl. Kapitel 4.3) und dem Spitzenstrom von $I_E = 5.6 \text{ A}$ durchgeführt. Da ein Temperatursensor auf dem drehenden Teil der Maschinen nur sehr schwierig zu implementieren ist, muss die Temperatur auf andere Weise ermittelt werden. Hierfür wurde während des Auf-

heizvorgangs die Speisespannung mittels Datenlogger aufgezeichnet. Der elektrische Widerstand der aus Kupferdraht bestehenden Erregerwicklung ist bekanntermaßen temperaturabhängig und kann mit folgender Gleichung beschrieben werden:

$$R(T) = R_{20} \cdot \left(1 + \alpha_{20} \cdot (T - 20^\circ\text{C}) + \beta_{20} \cdot (T - 20^\circ\text{C})^2\right) \quad (5.2)$$

Die Koeffizienten α_{20} und β_{20} für Kupfer sind bereits in Tabelle 4.4 angegeben. So kann aus Strom und Spannung der Widerstand bestimmt und auf die mittlere Temperatur der Wicklung rückgeschlossen werden. Hierfür wurden der Widerstandswert für R_{20} sowie der konstante Spannungsabfall aus Gleichung 5.1 abgeleitet:

$$R_E(T) = \frac{U_E - 0.71 \text{ V}}{I_E} \quad (5.3)$$

$$T(R_E) = \frac{-\alpha_{20} + \sqrt{\alpha_{20}^2 - 4 \cdot \beta_{20} \cdot \left(1 - \frac{R_E}{R_{20}}\right)}}{2 \cdot \beta_{20}} + 20^\circ\text{C} \quad (5.4)$$

Die Temperatur, die durch diese Gleichungen ermittelt wird, entspricht allerdings nur der mittleren Temperatur der Wicklung. Da Kupfer jedoch eine sehr gute thermische Leitfähigkeit aufweist, sind in der Wicklung keine sehr großen Temperaturdifferenzen zu erwarten. Die Näherung kann somit genutzt werden.

Die Verläufe der errechneten Temperatur sind in Abbildung 5.6 dargestellt. Die Umgebungstemperatur wurde auf konstant 20°C geregelt.

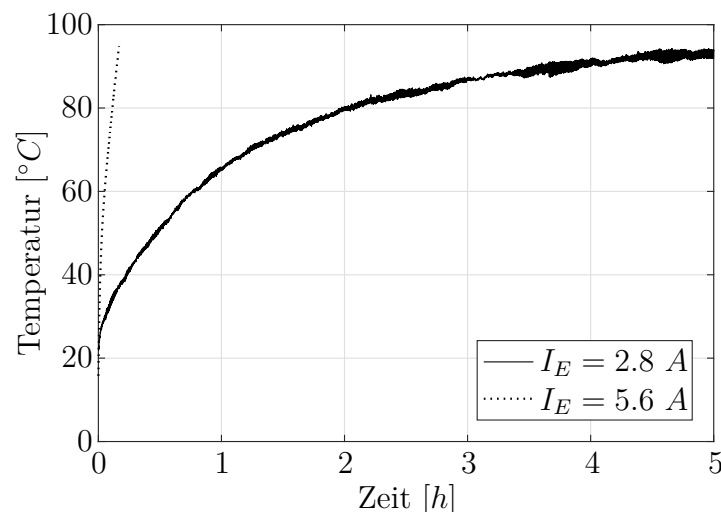


Abbildung 5.6.: Erwärmung der Erregerwicklung

Zum Schutz der Permanentmagnete sollte die Messung jeweils bei etwa 90°C abge-

brochen werden. Bei der Speisung mit Nennstrom hat sich die Temperatur jedoch bei knapp über $90\text{ }^{\circ}\text{C}$ konstant eingependelt, was eine Sicherheitsabschaltung überflüssig machte. Im Gegensatz dazu wurde die Grenztemperatur, wie in Abbildung 5.6 zu erkennen ist, bei doppeltem Nennstrom schon nach 10 min erreicht. Daher wurde die Messung nach dieser Zeit bereits abgebrochen.

Wird zunächst ein sehr stark vereinfachtes Einkörpermodell für das thermische Verhalten der Maschine angenommen, ist ein etwa vierfach schnellerer Anstieg der Temperatur, aufgrund der quadratischen Abhängigkeit zwischen Verlustleistung und Erregerstrom, zu erwarten. Der hier dargestellte Temperaturanstieg übertrifft diese Prognose jedoch deutlich. Dies ist damit zu begründen, dass in dieser kurzen Zeit nahezu kein Temperaturtransport von der Rotorwicklung der Maschine bis hin zur Außenluft stattfinden konnte, was durch eine kalte Maschinenoberfläche nach beendeter Messung bestätigt werden konnte.

Die Aussagen, die über die Erregerwicklung nach diesen Testläufen gemacht werden können, sind für den reinen Testbetrieb der Maschine nutzbringend. Auch wenn die Temperatur bei Nennerregerstrom unterhalb besorgniserregender Werte geblieben ist, kann dieser Strom nach diesem Test nicht als dauerhaft zulässiger Strom im Betrieb der Maschine identifiziert werden. Da im Betrieb zusätzliche Verluste durch die Speisung der Statorströme entstehen, kann auch dieser Strom zu Übertemperaturen führen.

Für den Testbetrieb der Maschine kann jedoch gefolgert werden, dass bis hin zum Nennstrom auch längere Testläufe ohne Gefährdung durch Überhitzung durchgeführt werden können. Im Gegensatz dazu sollten Tests mit maximalem Erregerstrom nur wenige Minuten andauern. In jedem Fall sollte die Temperatur der Wicklung mittels Strom- und Spannungsmessung überwacht werden.

5.2.2. Ersatzschaltbilddaten

Um das reale Maschinenverhalten im Betrieb mit den Simulationen vergleichen zu können, sind die Ersatzschaltbilddaten des Maschinenmodells von zentraler Bedeutung. Diese werden für die Regelung mittels Stromrichter benötigt. Einige Industrie-Stromrichter verfügen über integrierte Messprogramme, um die benötigten Maschinendaten zu identifizieren.

Für den Vergleich zur Simulation wurde daher ein Stromrichter der Reihe Siemens Sinamics verwendet (Siehe Anhang A.4), dessen Auswertung der Maschinendaten für einen grundlegenden Vergleich mit den Simulationswerten ausreichen. Da die zweiachsige HESM in diesem Stromrichter nicht implementiert ist, wird die Maschine

wie eine gewöhnliche PMSM ausgewertet.

Aus diesem Grund werden die Simulationswerte der zweiachsigen HESM ohne Erregerstrom für den Vergleich herangezogen. Den gemessenen Daten werden Simulationswerte bei Nennstrom im Stator gegenüber gestellt.

Parameter			Simulation	Sinamics
Statorwiderstand, kalt	R_1	$[\Omega]$	0.86	0.78
Permanentmagnetfluss	Ψ_{PM}	$[Vs]$	0.2135	0.2164
Längsinduktivität	L_d	$[mH]$	13.58	17.08
Querinduktivität	L_q	$[mH]$	32	32.7

Tabelle 5.1.: Sinamics Ersatzschaltbilddaten

Die Messdaten in Tabelle 5.2 zeigen, dass die simulierten Werte in der gleichen Größenordnung liegen, wie die Messdaten des Stromrichters. Eine gewisse Abweichung ist durch Toleranzen in der Fertigung, den Materialdaten, sowie Vereinfachungen in der Simulation zu erwarten.

Auch das Messsystem weist gewisse Toleranzen auf. So zeigt sich ein Widerspruch in der gemessenen Erregerflussverkettung, die größer ausfällt als in der Simulation. Die Verläufe aus Abbildung 5.5 zeigen jedoch, dass die gemessene induzierte Spannung niedriger ausfällt als die simulierte. Da es sich bei Siemens Sinamics um ein Antriebssystem für Industrieanwendungen und nicht um ein hochpräzises Messsystem handelt, sollten die Werte aus Tabelle 5.2 daher als Richtwerte interpretiert werden. Zudem fehlt insbesondere mit der Koppelinduktivität M_{qE} ein wichtiger Parameter, der für das Verhalten der zweiachsigen HESM unverzichtbar ist.

Aus diesem Grund werden die Maschinenparameter zusätzlich durch Messungen abgeleitet, deren Authentizität besser nachvollzogen werden kann.

Der erste Schritt ist hierbei eine genaue Messung des Statorwiderstands mit Hilfe eines Präzisionsmessgeräts (siehe Anhang A.4). Die Messung ergab für alle drei Strangwiderstände den gleichen Wert.

Für die Bestimmung der Magnetflussverkettung Ψ_{PM} und die Koppelinduktivität M_{qE} kann die bereits erfolgte Messung aus Abbildung 5.5 herangezogen werden. Über die induzierte Leerlaufspannung und den Erregerstrom kann direkt auf beide Größen geschlossen werden. Durch das Sättigungsverhalten der Maschine kann für die Koppelinduktivität nur ein Bereich angegeben werden.

Für die Bestimmung der Induktivitäten einer Synchronmaschine existieren verschiedene Verfahren. Da in der vorliegenden Arbeit lediglich das stationäre Verhalten untersucht wird, bietet es sich an, den stationären Betrieb ($\frac{dI_d}{dt} = \frac{dI_q}{dt} = 0$) auch zum Ermitteln der Induktivitäten heranzuziehen.

Wird gezielt lediglich ein Strom I_q eingespeist und die Klemmenspannung gemessen, ergibt sich die Querinduktivität zu:

$$L_q = \frac{\sqrt{2 \cdot U_{str}^2 - (R_1 \cdot I_q + \omega_{el} \cdot \Psi_{PM})^2}}{\omega_{el} \cdot I_q} \quad (5.5)$$

Auf gleiche Weise kann mit der Längsinduktivität verfahren werden, indem ausschließlich ein Strom I_d gespeist wird:

$$L_d = \frac{\frac{\sqrt{2 \cdot U_{str}^2 - R_1^2 \cdot I_d^2}}{\omega_{el}} - \Psi_{PM}}{I_d} \quad (5.6)$$

Für die Spannungsmessung wurde ein Leistungsmessgerät (vgl. Anhang A.4) eingesetzt. Die Ergebnisse der beschriebenen Messungen sind in der folgenden Tabelle zusammengefasst und den Simulationsdaten gegenübergestellt:

Parameter		Simulation	Messung
Statorwiderstand, kalt	R_1 [Ω]	0.86	0.86
Permanentmagnetfluss	Ψ_{PM} [Vs]	0.2135	0.2062
Koppelinduktivität	M_{qE} [mH]	42.9 – 51.6	42.7 – 51.1
Längsinduktivität	L_d [mH]	13.58	18.1
Querinduktivität	L_q [mH]	32	32.4

Tabelle 5.2.: Gemessene Ersatzschaltbilddaten

Die Ergebnisse aus Tabelle 5.2 zeigen eine weitgehende Übereinstimmung mit den Simulationen. Hierbei ist erkennbar, dass der höhere Wert der Induktivität L_d dem identifizierten Wert des Sinamics Systems entspricht. Zusammengenommen mit dem geringeren Permanentmagnetfluss Ψ_{PM} ist ein geringeres Drehmoment des Prototypen im Vergleich zur Simulation absehbar.

5.2.3. Betriebsverhalten

Nach einzelner Betrachtung der Maschineneigenschaften, erfolgt nun das grundlegende Verhalten unter Belastung. Hierzu wird der stationäre Betrieb anhand ausgewählter Betriebspunkte der in Kapitel 4.4 dargestellten Simulationen nachgestellt. Die simulierten Ströme werden vom Stromrichter in Stator- sowie Rotorwicklung gespeist und die Drehzahl über die Belastungsmaschine gestellt. Somit ist ein Vergleich von Drehmoment, Spannung und Leistung möglich. Die Messung erfolgte mit Hilfe eines Leistungsmessgeräts (siehe Anhang A.4).

Da eine gezielte Stromeinprägung von den vorhandenen Industrie-Stromrichtern nicht unterstützt wird, muss die Leistungsversorgung auf andere Weise erfolgen. Zum Zweck der freien Programmierbarkeit wurde aus diesem Grund für den Testaufbau ein experimenteller Stromrichter entwickelt. Die Ansteuerung erfolgt über ein Rapid Prototyping System der Firma dSPACE mit der Bezeichnung DS 1104. Der entstandene Messaufbau ist in Abbildung 5.7 schematisch dargestellt.

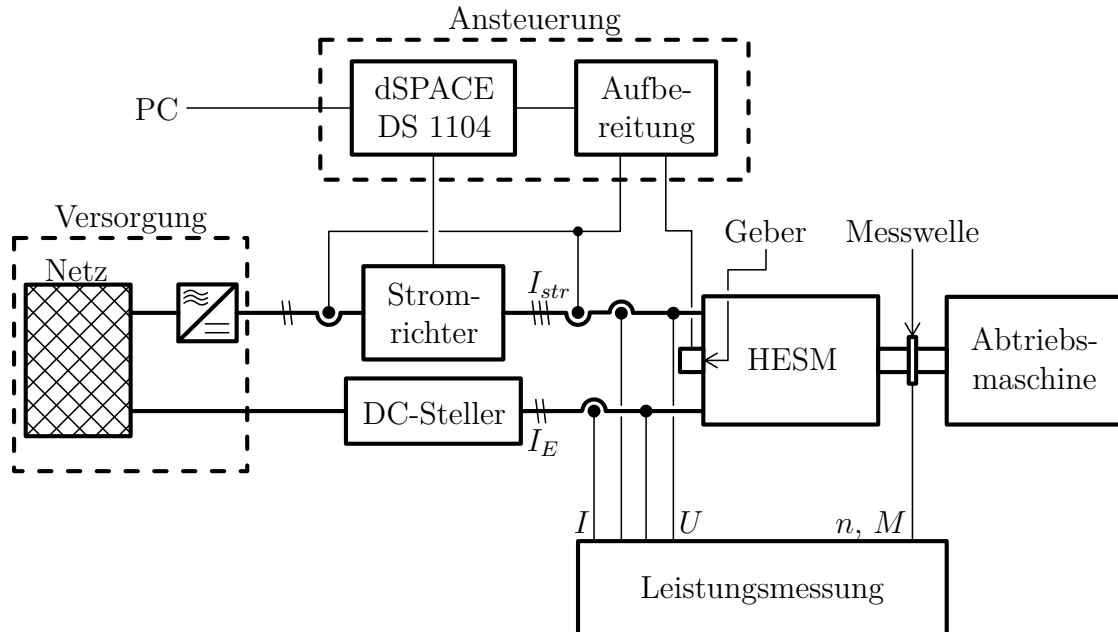


Abbildung 5.7.: Schematische Darstellung des Messaufbaus

Um die zweiachsige HESM im $d-q$ -System regeln zu können, werden mehrere Parameter während des Betriebs benötigt. Hierzu zählen die Strangströme der Maschine sowie Position und Drehzahl des Rotors. Zusätzlich empfiehlt sich eine Temperaturüberwachung von Maschinenwicklung und Leistungselektronik.

Erfasste Daten müssen zusätzlich für das dSPACE-System gewandelt werden, um die vorhandenen Messeingänge nutzen zu können. Insbesondere bei den Analog / Digital (A/D)-Wandlern sollte möglichst der gesamte Messbereich ausgeschöpft werden, um die volle Auflösung nutzen zu können. Für die Aufbereitung der Signale der verbauten Sensorik wurde daher im Zuge der messtechnischen Umsetzung eine Platine entwickelt.

So gibt der verbaute Geber absolute Sinus und Cosinus Signale aus und verfügt zusätzlich über inkrementelle Sinus und Cosinus Spuren mit 2048 Perioden pro Umdrehung. Darüber hinaus ist der Temperatursensor der Motorwicklung über das angeschlossene Kabel auszulesen. Im Stromrichter werden die Phasenströme sowie der

DC-Strom mit Stromwandlern der Firma LEM gemessen. Zudem sitzt ein Temperatursensor im IGBT Modul. Die Sekundärströme der Messwandler und die Anschlüsse des Temperatursensors werden zur Aufbereitungsplatine geleitet, an die auch der Geber der zweiachsigen HESM angeschlossen ist.

Auf der Platine werden zunächst die Gebersignale gewandelt. Hierzu werden die absoluten Sinus-Cosinus-Signale auf ein benötigtes Spannungsniveau verstärkt, um eine präzise Positionserfassung über die A/D-Wandler des dSPACE-Systems zu gewährleisten. Die inkrementellen Signale werden dagegen von der Sinusform in inkrementelle Rechtecksignale gewandelt, um den Inkrementalgeber-Eingang des DS1104 zur Drehzahlerfassung nutzen zu können.

Auch für die Strommessung ist jeweils eine Signalanpassung notwendig. Ausgehend von Messwandlern mit Stromschleife, muss das Stromsignal zunächst mit einem Transimpedanzwandler in ein Spannungssignal umgewandelt werden. Mittels angefügter Verstärkerschaltung kann der Pegel auf das für die A/D-Wandler benötigte Niveau gebracht werden.

Abschließend sind die Temperaturen von Motor und Leistungselektronik auszuwerten. Die verbauten Sensoren im gezeigten Messaufbau sind temperaturabhängige Widerstände vom Typ KTY und NTC. Zur einfachen Auswertung werden die Messwiderstände mit einem konstanten Strom gespeist, um über den Spannungsabfall auf den Widerstandswert und damit auf die Temperatur schließen zu können. Die benötigte Konstantstromquelle ist mithilfe einer Stromreglerdiode realisiert und ein Messstrom von 1 mA eingepreßt. Der Spannungsabfall an den Temperatursensoren wird analog zu Positionsmessung und Strommessung auf das A/D-Wandler Niveau verstärkt.

Mithilfe von Rapid Prototyping System, Stromrichterschaltung und Auswerteplatine kann die zweiachsige HESM beliebig angesteuert werden. Entsprechend kann eine eigene Regelung implementiert werden, die zum Betreiben dieses speziellen Maschinentyps benötigt wird.

Sollen nun Messungen mit dem beschriebenen System durchgeführt werden, sollten bestimmte Betriebspunkte herausgesucht werden, anhand derer ein Vergleich zur Simulation angestellt werden kann. Als exemplarische Belastungspunkte werden die Drehmoment-Drehzahl-Kennlinien aus Abbildung 4.5 verwendet. Diese umfassen sowohl den Dauerbetrieb der Maschine als auch die kurzzeitige Überlastung, weshalb sich diese Betriebspunkte für einen Vergleich eignen. Während der Messung wurde über die Belastungsmaschine der HESM die Betriebsdrehzahl von 500 min^{-1} eingestellt. Diese exemplarische Drehzahl wurde gewählt, um Probleme mit Span-

nungsbegrenzungen zu vermeiden. Die gewonnenen Erkenntnisse können jedoch auch auf andere Betriebspunkte und Drehzahlen übertragen werden.

Wert		Simulation				Messung			
		PMSM		HESM		PMSM		HESM	
		Dauer	Peak	Dauer	Peak	Dauer	Peak	Dauer	Peak
I_d	[A]	-6.4	-24.1	-8.4	-28.2	-	-	-	-
I_q	[A]	9.8	25.5	8.4	21.3	-	-	-	-
I_E	[A]	0	0	2.8	5.6	0	0	2.8	5.6
I_{str}	[A]	8.28	24.81	8.4	24.99	8.27	24.81	8.39	24.98
U_{str}	[V]	57.72	95.08	63.71	97.71	55.31	95.74	61.80	98.12
M	[Nm]	19.27	66.27	23.35	76.49	17.24	61.91	21.36	73.36
P_{mech}	[kW]	1.01	3.47	1.22	4.01	0.90	3.24	1.12	3.84
P_{el}	[kW]	1.25	5.52	1.58	6.53	1.14	5.04	1.37	6.04
η	[%]	80.96	62.83	77.45	61.33	79.05	64.35	76.41	63.66

Tabelle 5.3.: Belastungsmessung bei $n = 500 \text{ min}^{-1}$

Anhand der Messwerte aus Tabelle 5.3 ist zu erkennen, dass sich die Strangspannung weitgehend deckt. Größere Abweichungen sind dagegen beim Drehmoment, und damit der mechanischen Leistung, zu verzeichnen, welche in sämtlichen Messpunkten niedriger ausfallen, als in der Simulation. Die Abweichung beträgt zwischen 11.5 % und 4 %. Dieses Verhalten ist infolge des geringeren Erregerfelds Ψ_{PM} (vgl. Abbildung 5.5) und Abweichungen in den Induktivitäten (vgl. Tabelle 5.2) nicht unerwartet. Dass die gemessenen Wirkungsgrade zum Teil trotz geringerer mechanischer Leistung höher ausfallen als die simulierten, ist teils durch die Wicklungstemperatur zu begründen. Diese ist in der Simulation für Stator und Rotor fest mit $90 \text{ }^\circ\text{C}$ angenommen, die während der Messung jedoch nicht erreicht wurden.

Da in dieser Arbeit das grundlegende Maschinenverhalten untersucht wird, werden die Abweichungen zwischen Simulation und Messung sowie die Messtoleranzen des Systems an dieser Stelle nicht näher behandelt. Aus den Daten in Tabelle 5.3 ist jedoch abzuleiten, dass die generelle Funktion der zusätzlichen Erregerwicklung den Betrachtungen aus Kapitel 3 und 4 entspricht.

6. Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der grundlegenden Untersuchung der zweiachsigen Hybriderregung von Synchronmaschinen. Dabei ist die Kombination von Fremderregung und Permanentmagneterregung hinsichtlich ihrer Eigenschaften evaluiert. Eine Analyse beider Erregungsarten stellt heraus, dass ein Zusammenschluss zwei Problemstellungen mit sich bringt:

- die schlechte magnetische Leitfähigkeit heutiger Magnete beeinträchtigt den Fluss der Erregerspule
- die Reluktanzmomente beider Maschinentypen nivellieren sich gegenseitig

Einige Beispiele demonstrieren, dass bereits einige Konzepte der HESM existieren, die durch Trennung der Magnetflüsse beide Erregersysteme effizient nutzbar machen. Die Problematik des Reluktanzmoments bleibt jedoch weitgehend unberücksichtigt. Im Hinblick darauf, diesen Aspekt einer HESM nutzbar zu machen, wird als Ansatz der zweiachsige Aufbau analysiert. Die senkrechte Ausrichtung der beiden Erregersysteme zueinander ermöglicht ein Reluktanzmoment und gewährleistet gleichzeitig eine Trennung der Flüsse von Permanentmagnet und Erregerspule.

Die Analyse zeigt, sowohl im Grundstellbereich als auch im Feldschwächbereich, ein Potenzial, das Drehmoment mithilfe der Zusatzerregung zu erhöhen. In beiden Betriebsbereichen bildet sich darüber hinaus das Ergebnis heraus, dass das Reluktanzmoment eher schwach ausgeprägt sein sollte, um die Zusatzerregung effizient zu nutzen.

Weiterführend ist mittels FEM-Simulation und numerischer Auswertung eine Möglichkeit geschaffen worden, das Betriebsverhalten von zweiachsigen HESM zu untersuchen. Der Entwurf und die Auslegung eines Musters bestätigen die Erkenntnisse aus den analytischen Betrachtungen. Als Ergebnis der Kennfeldsimulation kann ein gesteigertes Drehmoment über den gesamten Betriebsbereich der zweiachsigen HESM verzeichnet werden. Wenig Einfluss hat die Zusatzerregung dagegen auf den Wirkungsgrad gegenüber der reinen PMSM, was teilweise dem hohen Widerstand der Erregerwicklung geschuldet ist.

Das Verhalten der zweiachsigen HESM unter realen Bedingungen wird anhand eines Prototypen validiert. Anhand von charakteristischen Messungen werden die Simulationsdaten mit gewissen Toleranzen bestätigt.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass der untersuchte Aufbau einer HESM grundsätzlich eine Leistungssteigerung gegenüber der gleichen Maschine ohne Nutzung der Erregerwicklung hervorrufen kann. Die Größenordnung, um die das Drehmoment erhöht wird, ist dabei abhängig von den magnetischen Eigenschaften der Maschine. Dennoch muss anhand der Ergebnisse abgewogen werden, inwiefern der zusätzliche Aufwand für die Hybriderregung durch die Leistungssteigerung gerechtfertigt ist. Hinzu kommt, dass für eine effiziente Nutzung der Hybriderregung ein kleines Reluktanzmoment dienlich ist.

Da die Stärke der zweiachsigen Erregung eben darauf beruht, dass das Reluktanzmoment bei HESM weiterhin genutzt werden kann, stellt sich die Frage der Nutzbarkeit dieses Konzepts. Durch die 90° zueinander stehenden Erregersysteme ist das in Summe nutzbare Moment bei kleinem Reluktanzmoment gegenüber der aufgewendeten Erregerleistung als gering einzustufen.

Aus heutiger Sicht, und den damit verbundenen Materialeigenschaften von Magneten und elektrischen Leitern, ist daher die Sinnhaftigkeit der zweiachsigen HESM zweifelhaft. Selbst im Falle dass zukünftig Magnete mit guter magnetischer Leitfähigkeit oder supraleitende Spulen bei Raumtemperatur verfügbar wären, profitiert der zweiachsige Aufbau nur wenig davon. Andere Konzepte der HESM sollten in diesem Fall allerdings neu bewertet werden.

Es bleibt jedoch nicht auszuschließen, dass für spezielle Problemstellungen, wie beispielsweise für kurzzeitige Drehmomentsteigerungen im Feldschwächbereich, die zweiachsige Erregung einen vielversprechenden Lösungsansatz darstellt. Somit bleibt als zukünftige Aufgabe, eine Regelstruktur zu generieren, die eine optimale Nutzung der Zusatzerregung im Betrieb gewährleistet.

Abbildungsverzeichnis

2.1.	Schematische Darstellung einer FESM im d - q -Koordinatensystem . . .	4
2.2.	Darstellung der Ströme im d - q -System	6
2.3.	Drehmomentverläufe einer IPMSM bei konstantem Strangstrom I_{str} . . .	9
2.4.	Drehmoment einer IPMSM bei verschiedenen Strangströmen	10
2.5.	Eigenschaften von Synchronmaschinen	11
2.6.	Rotoren von PMSM (links) und FESM (rechts)	14
2.7.	Überlagerung der Erregersysteme	14
2.8.	Drehmomentverläufe bei $L_d < L_q$ (links) und $L_d > L_q$ (rechts)	15
2.9.	PMSM und FESM auf einer Rotorwelle	17
2.10.	Schnitt durch eine transversale Anordnung	18
2.11.	Homopolarmaschine mit Hybriderregung	19
3.1.	Schematischer Rotorquerschnitt einer zweiachsigen Erregung	22
3.2.	Schematische Verläufe der verschiedenen Drehmomentanteile	26
3.3.	Maximales Moment M_{sum} bezogen auf M_{PM}	28
3.4.	Optimaler Steuerwinkel $\alpha_{st,opt}(M_{sum})$	29
3.5.	Maximales Moment bezogen auf M_{IPMSM}	30
3.6.	Charakteristische Kennlinien einer IPMSM	32
3.7.	Charakteristische Kennlinien der zweiachsigen HESM	34
4.1.	Querschnitt des Rotors	50
4.2.	Drehmoment bei unterschiedlichen Erregerströmen	51
4.3.	Verkettete Leerlaufspannung bei Nenndrehzahl	53
4.4.	Char. Kennlinien mit $I_E = 0$ (links) und $I_E = I_{E,peak}$ (rechts)	54
4.5.	Drehmoment-Drehzahl-Kennlinien bei Dauer- und Peak-Strom	55
4.6.	Wirkungsgrad ohne (links) und mit (rechts) Zusatzerregung	57
4.7.	Kennfeld des Erregerstroms	58
5.1.	Mechanischer Aufbau des konstruierten Rotors	61
5.2.	Messung Rotorwiderstand	63
5.3.	Simulierte Leerlaufspannung (links: $I_E = 0$, rechts: $I_E = \max$)	64

5.4. Gemessene Leerlaufspannung (links: $I_E = 0$, rechts: $I_E = \max$)	65
5.5. Vergleich der Leerlaufspannung, $n = 1500 \text{ min}^{-1}$	67
5.6. Erwärmung der Erregerwicklung	68
5.7. Schematische Darstellung des Messaufbaus	72
A.1. Signalflussplan der zweiachsigen HESM	85
A.2. η ohne (links) und mit (rechts) Zusatzerregung bei $R_E/1000$	86
A.3. Kennfeld des Erregerstroms bei $R_E/1000$	86
A.4. Maßzeichnung Rotor [mm]	88

Tabellenverzeichnis

3.1. Bezeichnungen der Momentanteile	25
4.1. Ein- und Ausgangsgrößen der FEM	41
4.2. Frequenzabhängigkeit der Eisenverluste	42
4.3. Daten der Referenzmaschine	49
4.4. Daten der Kennfeldsimulation	54
5.1. Sinamics Ersatzschaltbilddaten	70
5.2. Gemessene Ersatzschaltbilddaten	71
5.3. Belastungsmessung bei $n = 500 \text{ min}^{-1}$	74
A.1. Voraussetzungen für die Herleitung	83
A.2. Aufstellung der Messgeräte	87

Literaturverzeichnis

- [1] AHMAD, M. Z. ; SULAIMAN, E. ; HARON, Z. A. ; KOSAKA, T.: Design improvement of a new outer-rotor hybrid excitation flux switching motor for in-wheel drive EV. In: *IEEE 7th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO)* (2013), S. 298–303
- [2] AMMAR, A. ; BERBECEA, A. C. ; GILLON, F. ; BROCHET, P.: Influence of the ratio of hybridization on the performances of synchronous generator with Hybrid Excitation. In: *XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)* (2012), S. 2921–2926
- [3] B., Nedjar ; S., Hlioui ; L., Vido ; Y., Amara ; M., Gabsi: Hybrid Excitation Synchronous Machine modeling using magnetic equivalent circuits. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* (2011), S. 1–6
- [4] Schutzrecht DE102008041605A1 (2010). BABAJANYAN, Artem ; REUTLINGER, Kurt (Erfinder).
- [5] BINDER, Andreas: *Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen und Betriebsverhalten*. Springer Verlag, 2012
- [6] BOLDEA, I. ; COROBAN SCHRAMEL, V. ; ANDREESCU, G. ; SCRIDON, S. ; BLAABJERG, F.: BEGA Starter/Alternator - Vector Control Implementation and Performance for Wide Speed Range at Unity Power Factor Operation. In: *Industry Applications Society Annual Meeting* (2008), S. 1–8
- [7] BOLDEA, Ion: *Synchronous generators*. CRC, Taylor & Francis, 2006
- [8] DAN, Hagstedt ; AVO, Reinap ; JONAS, Ottosson ; LA MATS, Alakü: Design and experimental evaluation of a compact hybrid excitation claw-pole rotor. In: *XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)* (2012), S. 2896–2901

- [9] DOPPELBAUER, Martin: *Comparisons of permanent magnet and field winding synchronous machines with induction machines as traction drives for full electric vehicles*. Vortrag : Berlin, 16.05.2014. – Coil Winding Insulation & Electrical Manufacturing Exhibition (CWIEME), Online erhältlich unter http://www.coilwindingexpo.com/berlin/files/comparisons_of_permanent_magnet_and_field_winding__martin_dopplebauer.pdf; abgerufen am 20. Dezember 2016
- [10] Schutzrecht DE000008419864U1 (1987). FLECKENSTEIN, Volker (Erfinder).
- [11] FODOREAN, D. ; MIRAOUI, A.: Permanent magnets thermal operation limits in a hybrid excited synchronous machine used on wide speed applications. In: *11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)* (2008), S. 21–26
- [12] KRINGS, Andreas: *Iron losses in electrical machines: Influence of material properties, manufacturing processes and inverter operation*. Stockholm, KTH Royal Institute of Technology, Dissertation, 2014
- [13] Schutzrecht DE000004107867C2 (1991). KUSASE, Shin (Erfinder).
- [14] LIANG, Zhenguang ; XU, Yanliang ; TANG, Renyuan ; HU, Yan: 3D magnetic field analysis of a hybrid excitation synchronous generator. In: *Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* (2001), S. 164–166
- [15] MEYER, Michael: *Wirkungsgradoptimierte Regelung hoch ausgenutzter Permanentmagnet-Synchronmaschinen im Antriebsstrang von Automobilen*, Universität Paderborn, Dissertation, 2010
- [16] MÜLLER, Germar ; VOGT, Karl ; PONICK, Bernd: *Berechnung elektrischer Maschinen*. 6., völlig neu bearbeitete Auflage. WILEY-VCH Verlag, 2008
- [17] NEUSCHL, Zdeno: *Rechnerunterstützte experimentelle Verfahren zur Bestimmung der lastunabhängigen Eisenverluste in permanentmagnetisch erregten elektrischen Maschinen mit additionallem Axialfluss*, Technische Universität Cottbus, Dissertation, 2007
- [18] Schutzrecht DE000010203508A1 (2003). OSTOVIC, Vlado (Erfinder).

- [19] SCHRÖDER, Dierk: *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. 4., erweiterte Auflage. Springer Verlag, 2009
- [20] SCHRÖDER, Dierk: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. 3. bearbeitete Auflage. Springer Verlag, 2009
- [21] SCRIDON, S. ; BOLDEA, I. ; TUTELEA, L. ; BLAABJERG, F. ; RITCHIE, A. E.: BEGA-A Biaxial Excitation Generator for Automobiles: Comprehensive Characterization and Test Results. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* (2005), S. 935–944
- [22] SHANMING, Wang ; SHOUHUI, Ni ; YONGHONG, Xia ; XIANGHENG, Wang ; PENGSHENG, Su ; SHAOANG, Huang: Hybrid excitation permanent magnet synchronous machines and their structures — Combination art of elements of machines. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* (2014), S. 2618–2624
- [23] SHENGJIE, Ma ; ZHUORAN, Zhang: Investigation of field regulation characteristic of a hybrid excitation synchronous machine with axial auxiliary air-gaps. In: *15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* (2012), S. 1–6
- [24] TUTELEA, Lucian: *Optimal design and control of electrical machines for more efficient energy conversion*, Universitatea „Politehnica“ Timișoara, Habilitation, 2014
- [25] WEIDEMANN, Prof. Dr.-Ing. B.: *Hilfsblätter zur Vorlesung: Dynamisches Verhalten elektrischer Maschinen*. Entwurf 1990
- [26] WENJIA, Wang ; ZHUORAN, Zhang: Maximum torque control of hybrid excitation synchronous machine drives based on field current self-optimizing method. In: *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)* (2013), S. 2977–2982
- [27] WERNER, Friedrich ; ZIEGLER, Marcus: Hybrid excited synchronous machine with reluctance torque and double axis excitation. In: *23rd International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)* (2016), S. 1421–1426

A. Anhang

A.1. Herleitung: Optimum im Feldschwächbereich

In Kapitel 3.2.2 wird der Feldschwächbereich der zweiachsigen HESM analytisch untersucht. Hierbei wird ausschließlich der Motorbetrieb untersucht. Für die mathematische Herleitung von Gleichung 3.27 müssen einige Annahmen getroffen werden, um eine Lösung generieren zu können:

Variablen	Bedingung	Erläuterung
L_d, L_q, M_{qE}	> 0	Induktivitäten sind stets positiv
Ψ_{PM}	> 0	Die Magnetflussverkettung ist stets positiv
I_E	> 0	lediglich positive Feldströme sinnvoll
$L_d - L_q$	< 0	charakteristisch bei untersuchtem Maschinentyp
I_d	$< -\frac{\Psi_{PM}}{L_d}$	„links“ vom Schnittpunkt der Verschiebungen

Tabelle A.1.: Voraussetzungen für die Herleitung

Die nachfolgenden Ausführungen sind nur korrekt, wenn sämtliche Annahmen aus Tabelle A.1 erfüllt sind. Insbesondere das Verhältnis der Induktivitäten ist von zentraler Bedeutung, da sonst falsche Schlüsse gezogen werden.

Der Ansatz für die optimale Ausnutzung der Hybriderregung im Feldschwächbereich lautet:

$$\Delta_U - \Delta_M = \max \quad (\text{A.1})$$

Eingesetzt ergibt dies:

$$-\frac{M_{qE} \cdot I_E}{L_q} - \frac{M_{qE} \cdot I_E \cdot I_d}{\Psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot I_d} = \max \quad (\text{A.2})$$

Eine Umkehrung der Vorzeichen vereinfacht den Ausdruck:

$$\frac{M_{qE} \cdot I_E}{L_q} + \frac{M_{qE} \cdot I_E \cdot I_d}{\Psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot I_d} = \min \quad (\text{A.3})$$

Unter der Voraussetzung, dass $\frac{M_{qE} \cdot I_E}{L_q}$ positiv ist, kann dieser Ausdruck ausgeklammert werden:

$$\frac{M_{qE} \cdot I_E}{L_q} \cdot \left(1 + \frac{L_q \cdot I_d}{\Psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot I_d} \right) = \min \quad (\text{A.4})$$

Die Separierung in zwei Faktoren ermöglicht eine getrennte Betrachtung. Auf Grund der obigen Voraussetzungen ist der Ausdruck in der Klammer stets negativ. Der stets positive Ausdruck $\frac{M_{qE} \cdot I_E}{L_q}$ kann nicht zu einem Minimum beitragen, da er in beiden Termen der Differenz auftritt. Für die Suche nach einem Optimum, ist daher der Klammerausdruck zu untersuchen. Die konstante 1 spielt für Maximum oder Minimum keine Rolle und wird im folgenden weggelassen. Erweitern des Bruches ergibt:

$$\frac{1}{\underbrace{\frac{\Psi_{PM}}{L_q \cdot I_d}}_{<0} + \underbrace{\frac{L_d}{L_q} - 1}_{<0}} = \min \quad (\text{A.5})$$

Da der Ausdruck unter dem Bruchstrich stets negativ ist (vgl. Tabelle A.1), nähert sich der Bruch einem Minimum, wenn der Nenner des Bruches vom Betrag her möglichst klein ist. Dies wird erreicht, wenn der Nenner insgesamt maximal ist. Die konstante 1 kann auch an dieser Stelle vernachlässigt werden:

$$\frac{\Psi_{PM}}{L_q \cdot I_d} + \frac{L_d}{L_q} = \max \quad (\text{A.6})$$

Zur besseren Darstellung kann das Verhältnis der Induktivitäten ausgeklammert werden. Innerhalb der Klammer steht darüber hinaus ein Ausdruck, der direkt mit dem Mittelpunkt der Spannungs-Ellipse $I_d = -\frac{\Psi_{PM}}{L_q}$ in Verbindung gebracht werden kann:

$$\frac{L_d}{L_q} \cdot \left(1 + \frac{\Psi_{PM}}{L_d \cdot I_d} \right) = \max \quad (\text{A.7})$$

A.2. Signalflussplan

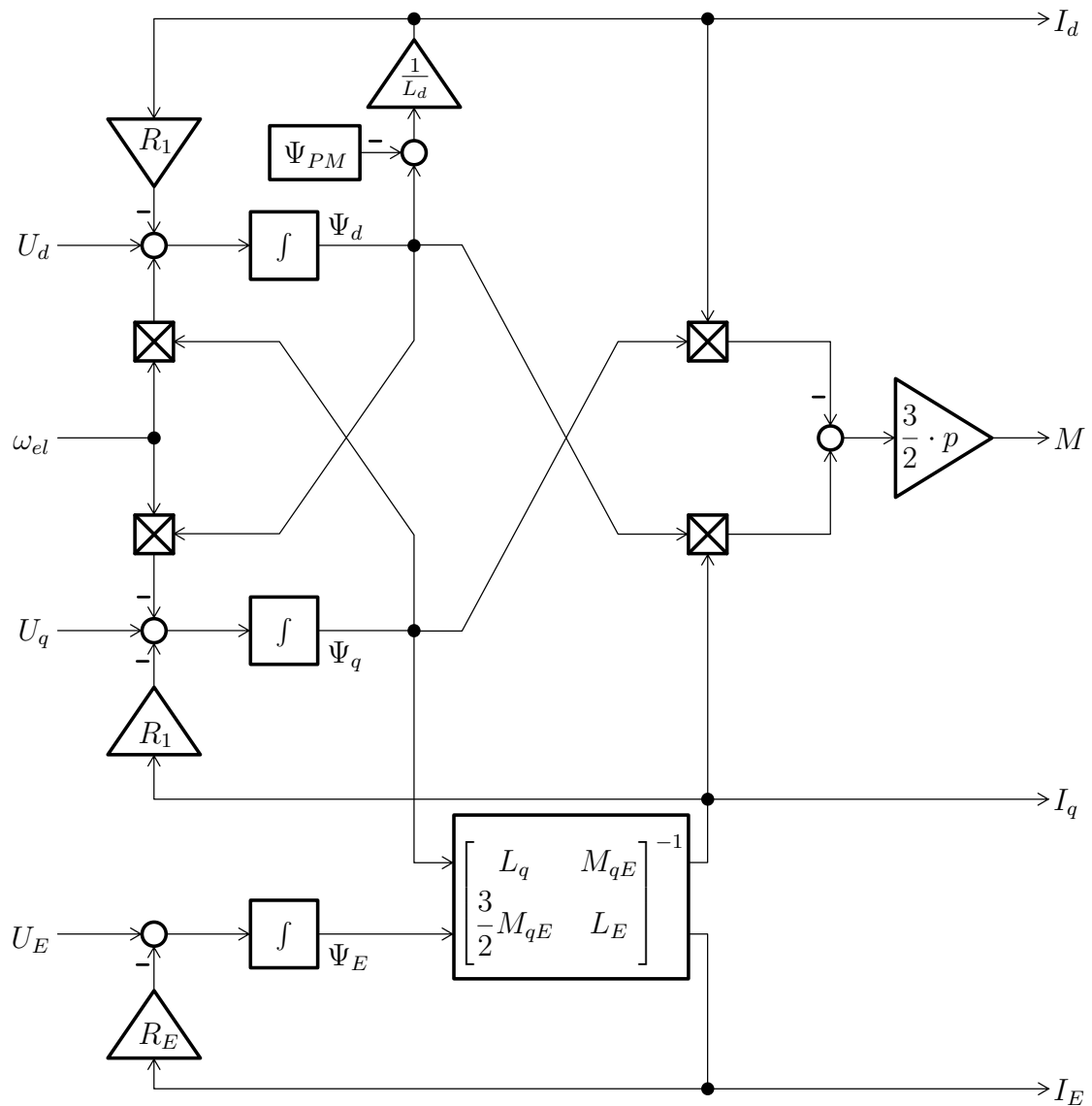


Abbildung A.1.: Signalflussplan der zweiachsigen HESM

Zur besseren Darstellung wird im Signalflussplan in Abbildung A.1 eine inverse Matrix für die Ermittlung der Ströme verwendet. Ihre Berechnung ist in der nachstehenden Gleichung ausgeführt:

$$\begin{bmatrix} L_q & M_{qE} \\ \frac{3}{2} \cdot M_{qE} & L_E \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{L_E \cdot L_q - \frac{3}{2} \cdot M_{qE}^2} \cdot \begin{bmatrix} L_E & -M_{qE} \\ -\frac{3}{2} \cdot M_{qE} & L_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

A.3. Kennfelder bei kleinerem Rotorwiderstand

Die beiden nachstehenden Abbildungen zeigen das nach dem Wirkungsgrad optimierte Verhalten der zweiachsigen HESM bei verändertem Rotorwiderstand. Um eine Abschätzung des theoretisch möglichen Potenzials zu geben, wurde der Wert des Rotorwiderstands um den Faktor 1000 verkleinert.

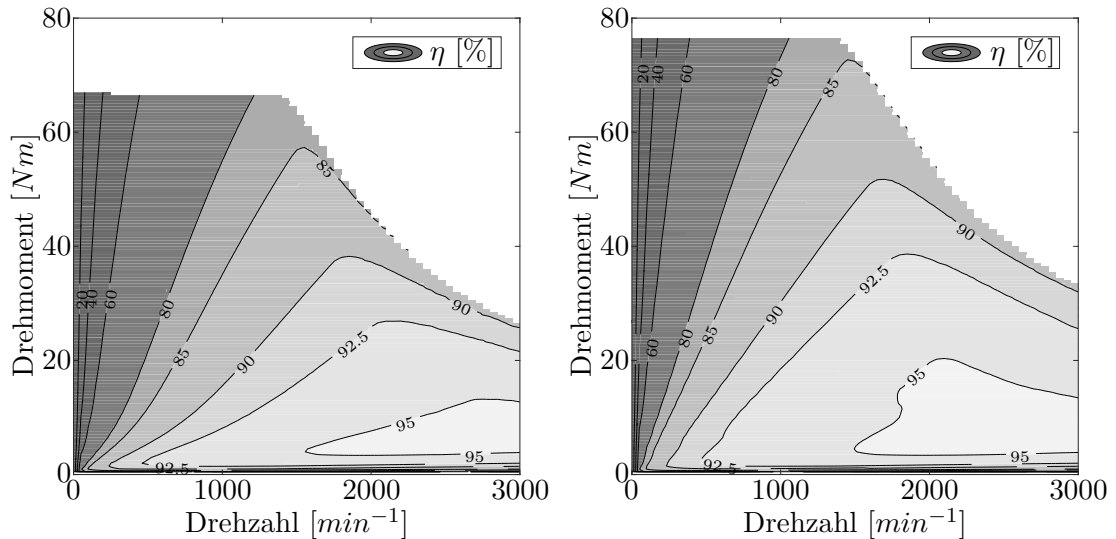


Abbildung A.2.: η ohne (links) und mit (rechts) Zusatzerrregung bei $R_E/1000$

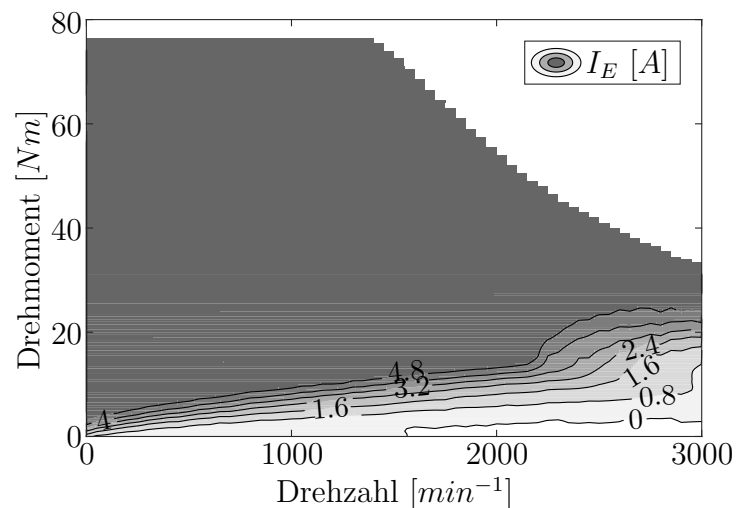


Abbildung A.3.: Kennfeld des Erregerstroms bei $R_E/1000$

Anhand des Erregerstrom-Kennfelds ist erkennbar, dass die Erregerwicklung bei verringertem Wert des Rotorwiderstands R_E nahezu über den gesamten Betrieb der

Maschine mit dem maximal zulässigen Wert bestromt wird.

Ein erhöhter Wirkungsgrad ist mit diesem Widerstandswert in erkennbar mehr Betriebspunkten deutlich sichtbar. Doch auch in diesem Fall ist eine Steigerung um allenfalls wenige Prozentpunkte zu erreichen.

A.4. Verwendete Messtechnik

Gerätetyp	Hersteller	Bezeichnung
Oszilloskop	Tektronix	MSO 3014
Datenlogger	Keysight	Keysight 34980A mit Multiplexer 34921A
Drehmomentmesswelle	HBM	HBM T40B 100 Nm
Stromrichter	Siemens	Sinamics Booksize 6SL3120-2TE21-8AA3
Präzisions-Ohm-Meter	V&B Elektronik	Precision R-Meter PRM5 v1.0
Leistungsmessgerät	ZES Zimmer	LMG 500
Rapid Prototyping System	dSPACE	DS 1104

Tabelle A.2.: Aufstellung der Messgeräte

A.5. Maßzeichnung Rotor

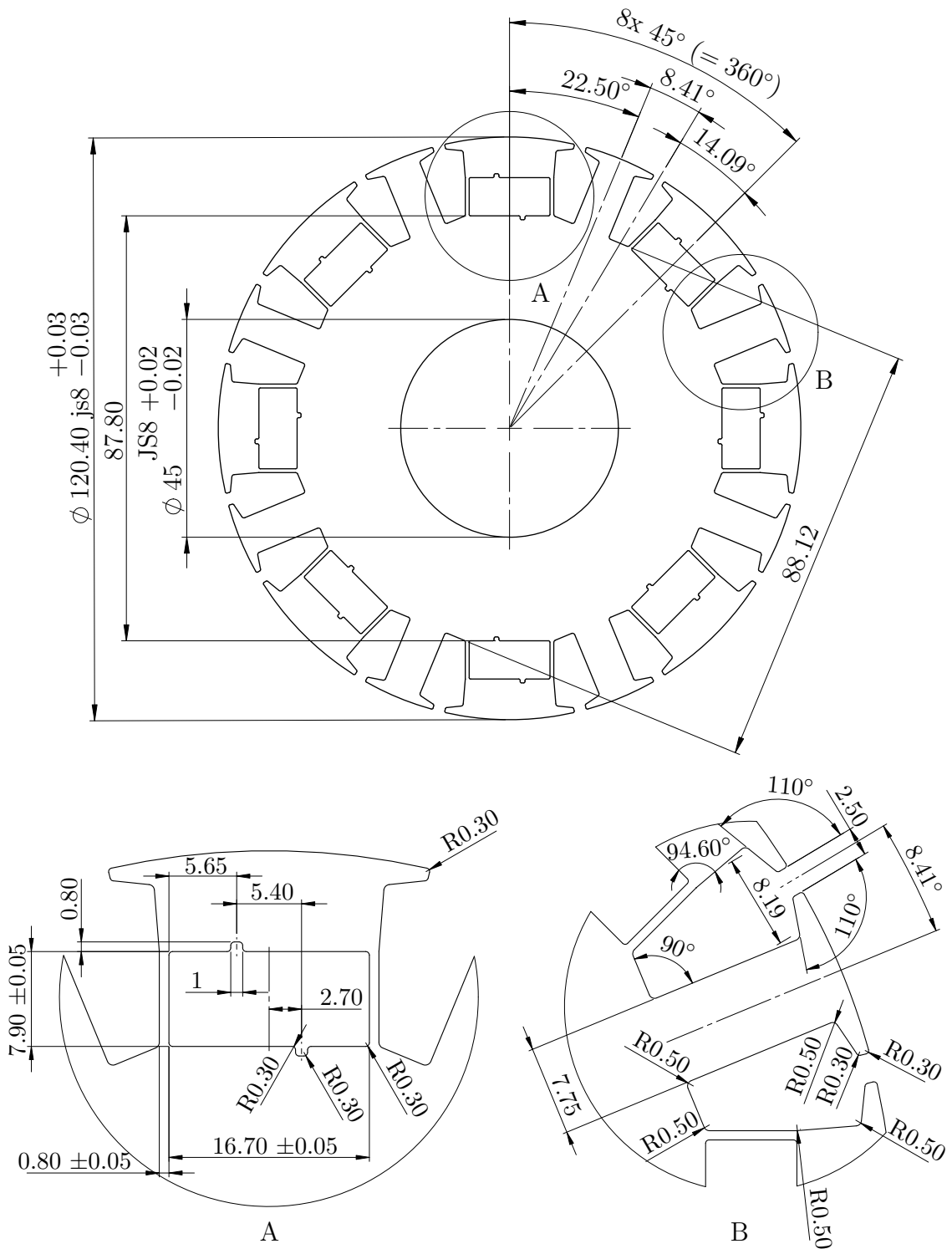


Abbildung A.4.: Maßzeichnung Rotor [mm]