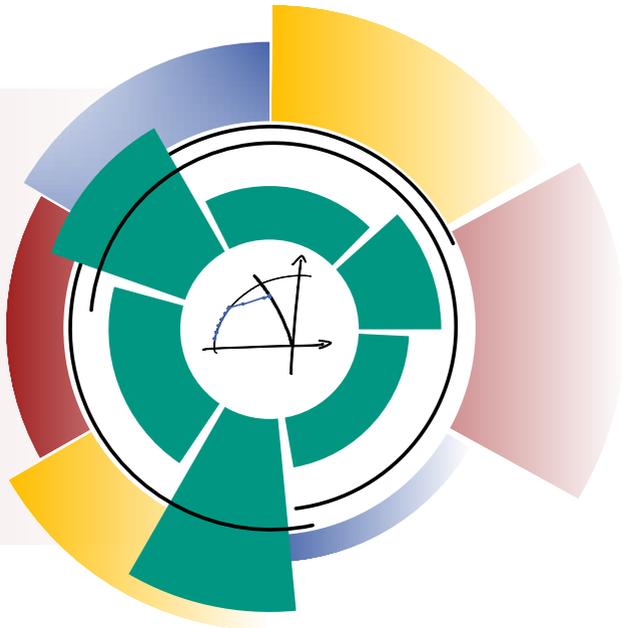


Simon Foitzik



Fehlertolerante Regelung drei- und sechsphasiger
permanentenerregter Synchronmaschinen
mit Windungsschlüssen

Fehlertolerante Regelung drei- und sechsphasiger permanenterregter Synchronmaschinen mit Windungsschlüssen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines
DOKTORS DER INGENIEURWISSENSCHAFTEN (Dr.-Ing.)
von der KIT-Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)
angenommene

Dissertation

von
M.Sc. Simon Foitzik
geb. in: Ellwangen

| | |
|-----------------------|--|
| Tag der mdl. Prüfung: | 12. November 2021 |
| Hauptreferent: | Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer |
| Korreferent: | Prof. Dr.-Ing. Markus Henke (TU Braunschweig) |



This document – excluding pictures and graphs – is licensed under the Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License (CC BY-SA 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>
DOI: 10.5445/IR/1000140015

Vorwort

Die vorliegende Arbeit ist während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) entstanden. Die Motivation meiner Arbeit lag zunächst darin, die Anforderungen von elektrischen Antriebssystemen in der Luftfahrt zu untersuchen. Dabei ist zu Beginn der Zielkonflikt zwischen Leistungsdichte und Zuverlässigkeit in den Fokus geraten. Die Literaturrecherche hat Windungsschlüsse als initiale Fehler identifiziert, welche durch Ausbreitung einen Ausfall des Antriebssystems verursachen können. Zunächst war die detaillierte Fehlerdiagnose von Windungsschlüssen während des Betriebs das Ziel, um damit die fehlerbehaftete Phase, die Anzahl kurzgeschlossener Windungen, den Fehlerwiderstand und den Fehlerstrom diagnostizieren zu können. Allerdings kam das Problem auf, dass unterschiedliche Fehlerkombinationen die gleichen Fehlersignaturen erzeugen und somit von außen nicht unterschieden werden können. Zudem blieb damit die Frage unbeantwortet, wie mit einer reinen Fehlerdiagnose die Maschine fehlertolerant gegenüber Windungsschlüssen betrieben werden kann. Daraus entwickelte sich die Idee, Windungsschlüsse über die Fehlerverlustleistung zu charakterisieren. Dies ermöglicht durch die mathematische Verknüpfung des Fehlerwiderstands und des Fehlerstroms eine eindeutige Abschätzung des Schweregrades. Außerdem wird die Fehlerdiagnose auf eine physikalische Größe beschränkt, welche die Ausbreitungsgeschwindigkeit maßgeblich beeinflusst. Dadurch hat sich die Zielsetzung einer fehlertoleranten Regelung etabliert, welche die Fehlerverlustleistung eines Windungsschlusses im Betrieb auf einen definierten Maximalwert begrenzen kann.

Ich möchte mich bei Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer für die Ermöglichung der vorliegenden Arbeit und das entgegengebrachte Vertrauen bedanken. Die regelmäßigen Feedbackgespräche mit fachlichem Austausch haben maßgeblich zur erfolgreichen Umsetzung beigetragen. Bei Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller möchte ich mich ebenfalls für die fachlichen Diskussionen bedanken, wodurch der Ansatz

unter Berücksichtigung der Leistungselektronik stets gesamtheitlich betrachtet wurde. Für die Übernahme des Korreferats und die Begutachtung dieser Arbeit möchte ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Markus Henke bedanken.

Das einzigartige Umfeld am ETI hat substantziell zum Gelingen des Forschungsprojektes beigetragen. Ich möchte mich bei allen Assistenten bedanken, welche mit konstruktiven Anregungen die kontinuierliche Weiterentwicklung gefördert haben. Insbesondere möchte ich meine Bürokollegen Felix Hoffmann, Benedict Jux und Felix Rehm hervorheben, welche auf fachlicher und persönlicher Ebene sehr bereichernd waren. Ebenso möchte ich der Werkstatt des ETI und allen Studierenden danken, welche mich auf vielfältige Art und Weise während meiner Zeit am Institut unterstützt haben.

Abschließend möchte ich in meinem privaten Umfeld meiner Familie danken, welche mir durch die Ermöglichung einer akademischen Ausbildung, den Grundstein der Promotion gelegt hat. Meinem Bruder Andreas möchte ich neben der persönlichen Unterstützung auch für die fachlichen Anreize in Richtung maschineller Lernverfahren danken, was den Kern dieser Arbeit geprägt hat. Alena Schumacher danke ich für den Rückhalt während der gesamten Zeit sowie für den erweiterten Blickwinkel, wodurch meine technisch geprägte Priorisierung auch mal aufgeweicht werden konnte.

Simon Foitzik

Karlsruhe, im August 2021

Kurzfassung

Windungsschlüsse sind häufig der initiale Fehler elektrischer Maschinen bei dem Betrieb an getakteten Umrichtern. Ohne Gegenmaßnahmen können sich diese weiter ausbreiten und zum katastrophalen Ausfall des gesamten elektrischen Antriebssystems führen. Dies muss insbesondere bei sicherheitskritischen Anwendungen, wie dem elektrischen Fliegen, vermieden werden. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit eines Windungsschlusses kann reduziert werden, indem die lokale Temperatur an der Fehlerstelle begrenzt wird. In dieser Arbeit wird eine fehlertolerante Regelung entwickelt, welche die Fehlerverlustleistung eines Windungsschlusses durch die geregelte Anpassung des Arbeitspunktes auf einen definierten Wert begrenzt. Für den Entwurf der Regelstrategie werden sowohl drei- also auch sechsphasige permanenterregte Synchronmaschinen betrachtet. Die Fehlerabschätzung wird mit einem maschinellen Lernverfahren umgesetzt und das thermische Verhalten wird mit einem dreidimensionalen Maschinenmodell plausibilisiert. Zur Validierung der fehlertoleranten Regelung wird während dem Betrieb der dreiphasigen Prüflingsmaschine im Bemessungspunkt aktiv ein Windungsschluss geschaltet. Der fehlertolerante Arbeitspunkt wird daraufhin stationär ohne Überschwinger eingeregelt. Die Temperatur an einer ungünstigen Fehlerposition wird dadurch auf die vorab festgelegten Heat-Shock Temperatur der Lackisolation reduziert. Mit der Annahme einer exponentiellen Temperaturabhängigkeit der Lebensdauer, wird diese ausgehend von wenigen verbleibenden Sekunden erhöht, sodass der aktuelle Lastzyklus einer sicherheitskritischen Anwendung beendet werden kann.

Abstract

Inter-turn faults are most commonly the initial fault of electrical machines in power trains with voltage source inverters. Without counteractions, these faults can propagate and cause catastrophic failures of the overall propulsion system. This must be avoided especially in safety critical applications like all-electric aircraft. The propagation speed of an inter-turn fault can be reduced, by limiting the local temperature at the faults location. In this publication, a fault tolerant control scheme is developed, which limits the local heat of an inter-turn fault to a predefined value, by a controlled adaption of the operating point. For the design of the control strategy, three- and six-phase permanent magnet synchronous machines are considered. The estimation of the local heat is performed with a machine learning approach and the thermal behaviour is shown with a three-dimensional machine model. For the validation of the fault tolerant control scheme, an inter-turn fault is actively switched on during nominal operation. The fault tolerant operating point is reached stationary without overshooting. Thereby, the local temperature at a disadvantageous fault position is reduced to the predefined heat-shock temperature of the magnet wire. With the assumption of an exponential temperature dependency, the fault tolerant control scheme extends the insulation life from a few remaining seconds in order to fulfil the current load cycle of a safety critical application.

Inhaltsverzeichnis

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Einleitung | 1 |
| 1.1 | Motivation | 1 |
| 1.2 | Stand der Technik | 4 |
| 1.3 | Gliederung der Arbeit | 9 |
| 2 | Fehlerfälle | 13 |
| 2.1 | Übersicht | 13 |
| 2.2 | Alterungsmechanismen | 15 |
| 2.3 | Kategorisierung | 18 |
| 3 | Modellbildung | 21 |
| 3.1 | Elektromagnetische Modellbildung | 21 |
| 3.1.1 | Analytische Systembeschreibung dreiphasiger PSMs . . | 22 |
| 3.1.2 | Analytische Systembeschreibung sechsphasiger PSMs . | 36 |
| 3.1.3 | Implementierung analytischer Systembeschreibung . . . | 40 |
| 3.1.4 | Numerische Maschinenmodelle | 41 |
| 3.2 | Thermische Modellbildung | 43 |
| 3.2.1 | Grundlagen Thermodynamik | 43 |
| 3.2.2 | Modellaufbau und Implementierung | 45 |
| 4 | Auswirkungen von Windungsschlüssen | 49 |
| 4.1 | Elektromagnetische Auswirkungen | 50 |
| 4.1.1 | Fehlerstrom | 51 |
| 4.1.2 | Fehlerverlustleistung | 52 |
| 4.1.3 | Phasenspannung | 54 |
| 4.1.4 | Drehmoment | 55 |
| 4.1.5 | Zusammenhang Windungs-/Phasen-/Erdschlüsse | 55 |
| 4.1.6 | Elektromagnetische Auswirkungen auf sechsphasige PSMs | 57 |

| | | |
|----------|---|------------|
| 4.2 | Thermische Auswirkungen | 59 |
| 4.2.1 | Lokale Temperaturerhöhung | 59 |
| 4.2.2 | Thermische Randbedingung | 61 |
| 5 | Fehlertolerante Regelung | 65 |
| 5.1 | Grundlagen | 66 |
| 5.2 | Reglerstruktur | 67 |
| 5.3 | Fehlererkennung | 69 |
| 5.3.1 | Stand der Technik | 69 |
| 5.3.2 | Unterscheidung zwischen Stator- und Rotorfehler | 70 |
| 5.3.3 | Umsetzung | 71 |
| 5.4 | Fehlerabschätzung | 72 |
| 5.4.1 | Stand der Technik | 73 |
| 5.4.2 | Datenbasierter Ansatz | 73 |
| 5.4.3 | Frequenzanalyse | 79 |
| 5.5 | Regelung Fehlerfall | 82 |
| 5.5.1 | Stand der Technik | 82 |
| 5.5.2 | Regelstrategie dreiphasige PSM | 82 |
| 5.5.3 | Regelstrategie sechsphasige PSMs | 85 |
| 5.6 | Reglerauslegung Fehlerverlustleistung | 88 |
| 5.6.1 | Vereinfachung der Strecke | 89 |
| 5.6.2 | Offener Regelkreis | 92 |
| 5.6.3 | Geschlossener Regelkreis | 97 |
| 5.7 | Applikationen | 99 |
| 6 | Prüfstand | 103 |
| 6.1 | Gesamtaufbau | 103 |
| 6.2 | Lastmaschine | 105 |
| 6.3 | Prüflingsmaschine | 105 |
| 6.3.1 | Fehlerschaltung | 107 |
| 6.4 | Leistungselektronik | 108 |
| 6.4.1 | Antriebsumrichter | 108 |
| 6.4.2 | Gleichrichter und Tiefsetzsteller | 109 |
| 6.5 | Signalverarbeitung | 110 |
| 6.5.1 | Messtechnik | 110 |
| 7 | Messergebnisse dreiphasige PSM | 113 |
| 7.1 | Kennfelder fehlerfreier Fall | 114 |
| 7.1.1 | Spannungen | 114 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 7.1.2 | Flussverkettungen | 116 |
| 7.1.3 | Drehmoment | 117 |
| 7.2 | Maschinenkennfelder mit Windungsschlüssen | 118 |
| 7.2.1 | Fehlerverlustleistung | 119 |
| 7.2.2 | Zweite harmonische Oberschwingung | 120 |
| 7.3 | Abschätzung Fehlerverlustleistung | 120 |
| 7.3.1 | Trainingsdaten | 122 |
| 7.3.2 | Regressionsparameter | 124 |
| 7.4 | Fehlertolerante Regelung | 125 |
| 7.4.1 | Messung Ströme | 126 |
| 7.4.2 | Messung Spannungen | 127 |
| 7.4.3 | Messung Fehlerverlustleistung | 129 |
| 7.4.4 | Messung Drehmoment und Drehzahl | 130 |
| 7.4.5 | Temperaturverlauf | 130 |
| 7.4.6 | Weitere mögliche Arbeitspunktwechsel | 133 |
| 8 | Zusammenfassung | 135 |
| 8.1 | Zusammenfassung und Ergebnisse der Arbeit | 135 |
| 8.2 | Möglichkeiten zur Weiterentwicklung | 137 |
| A | Anhang | 139 |
| A.1 | Modellbildung | 139 |
| A.1.1 | Windungsmodell | 140 |
| A.1.2 | Einzelspulen Induktivität | 144 |
| A.1.3 | Einzelspulen Permanentmagnet-Flussverkettung | 145 |
| A.2 | Fehlertoleranz | 145 |
| A.2.1 | Kernel-Funktionen | 145 |
| A.2.2 | DFT-Berechnung | 146 |
| A.3 | Maßstabsgetreuer Querschnitt KSPM80 | 147 |
| | Symbolverzeichnis | 151 |
| | Abbildungsverzeichnis | 157 |
| | Tabellenverzeichnis | 163 |
| | Literaturverzeichnis | 165 |

Kapitel 1

Einleitung

Zu Beginn dieser Arbeit wird die Motivation erläutert, die Permanenterregte Synchronmaschine (PSM) fehlertolerant gegenüber Windungsschlüssen zu betreiben. Als sicherheitskritische Anwendung wird dabei beispielhaft auf das elektrische Fliegen eingegangen. Der Stand der Technik gibt die Ansätze der Literatur wieder, welche sich mit der Schadensbegrenzung von Windungsschlüssen und einem anschließenden passiven sowie aktiven Weiterbetrieb befassen. Daraufhin wird die Zielsetzung dieser Arbeit vorgestellt und in den Stand der Technik eingeordnet. Abschließend wird die Gliederung der Arbeit eingeführt und die Inhalte der einzelnen Kapitel umrissen.

1.1 Motivation

Die Europäische Kommission hat mit dem Flightpath 2050 die europäische Vision der zukünftigen Luftfahrtindustrie vorgestellt [1]. Im Jahr 2050 sollen dabei pro Passagier und Kilometer 75% weniger CO₂ und 90% weniger NO_x Emissionen ausgestoßen werden. Der stetigen Elektrifizierung von Flugzeugen wird dabei eine zentrale Rolle zugeschrieben, um dieses Ziel zu erreichen.

Bereits im Jahr 1987 wurde in dem Airbus A320 ein Fly-by-Wire-System eingeführt [2]. Durch die Überführung der mechanischen Steuerübertragung in elektrische Signale, wurde in der zivilen Luftfahrt ein Meilenstein im Bereich More Electric Aircraft (MEA) erreicht. Die gesamte elektrische Systemleistung hat bei der Einführung dieses Flugzeugs insgesamt 200 kVA betragen. Mit der zunehmenden Elektrifizierung folgender Baureihen wurde die elektrische Systemleistung im Jahr 2009 von Boeing in dem Dreamliner B787 bereits auf 1000 kVA

gesteigert. Bei einem All Electric Aircraft (AEA) wird schließlich auch der Vortrieb durch die Verwendung elektrischer Maschinen erzeugt. Die Weiterentwicklung von MEAs stellt dabei eine Schlüsseltechnologie für das Erreichen dieses Ziels dar.

Für Luftfahrtanwendungen spielen Leistungsdichte und Zuverlässigkeit eine zentrale Rolle [2]. In [3] wird von Wheeler für den Einstieg der elektrischen Maschinen als Ersatz konventioneller Flugtriebwerke eine Leistungsdichte von 10 kW/kg angegeben, welche sich für ein breites Anwendungsspektrum langfristig auf 50 kW/kg steigern muss. Wicklungsnahe Kühlkonzepte ermöglichen aktuell eine dauerhafte Leistungsdichte von 8 kW/kg, welche kurzzeitig auf über 12 kW/kg gesteigert werden kann [4]. Allerdings steht die Steigerung der Leistungsdichte im Zielkonflikt mit der Effizienz des Antriebssystems [5]. Der steigende Energiebedarf muss im Entwicklungsprozess des Antriebssystems und im Flugzeugdesign mit berücksichtigt werden.

Bevor AEAs in Mittel- oder Langstreckenflügen eingesetzt werden können, entwickelte bereits im Jahr 2018 ein Großteil von insgesamt circa 100 Firmen AEAs für den Betrieb als Lufttaxis [6]. Diese basieren auf dem Konzept electric Vertical Takeoff and Landing (eVTOL). Das geschätzte Marktvolumen für die Passagierbeförderung mit diesen Lufttaxis wird im Jahr 2035 auf 32 Mrd. USD geschätzt [7]. Startups wie beispielsweise Volocopter [8] oder Lilium [9] versuchen mit ihren innovativen Flugzeugkonzepten diesen Marktanteil zu erschließen. Für die Zulassung dieser AEAs muss die Zuverlässigkeit des elektrischen Antriebsstrangs den Anforderungen der Luftfahrtindustrie entsprechen. Gesellschaftlich akzeptiert ist bei Verkehrsflugzeugen alle 10^6 h ein katastrophaler Unfall [10]. Daraus folgt die Anforderung an ein Teilsystem, welches im Fehlerfall ein solches Ausmaß annehmen kann, dass dieses mit einer Wahrscheinlichkeit von 10^{-9} h^{-1} ausfallen darf. In [11] wird von Bennett et al. die Ausfallrate einer elektrischen Maschine aufgrund eines Wicklungsfehlers mit $1,4 \cdot 10^{-8} \text{ h}^{-1}$ angegeben. Damit entspricht die Ausfallrate einer elektrischen Maschine nicht den Anforderungen der Luftfahrtindustrie, da selbst die Ausfallrate einer Teilkomponente den Wert 10^{-9} h^{-1} übersteigt. Das elektrische Antriebssystem eines Flugzeugs muss deshalb fehler-tolerant ausgelegt werden, damit ein Fehler nicht zum Ausfall des Gesamtsystems führt [11]. Fehlertoleranz kann beispielsweise durch die Einführung von Redundanz ermöglicht werden. In eVTOLs wird diese Möglichkeit aktuell verwendet, um den Anforderungen der Luftfahrtindustrie gerecht zu werden. Beispielsweise verwendet Volocopter bei dem *VoloCity* 18 Antriebsmotoren [8] und Lilium verwendet bei dem *Lilium Jet* 36 Antriebsmotoren [9]. Zum Vergleich werden bei dem Airbus A320 und der Boeing B787 im konventionellen Luftfahrtverkehr für den Mittel- und Langstreckenbereich jeweils nur zwei Strahltriebwerke verwendet.

Damit sich AEAs ebenfalls in diesem Segment durchsetzen, kann die geforderte Ausfallwahrscheinlichkeit nicht nur durch Redundanz umgesetzt werden. Aufgrund der vergleichsweise hohen Leistungsdichte und Effizienz von PSMs, eignen sich diese für die betrachtete Anwendung im Luftfahrtverkehr [12]. In [13] wurden 360 Ausfälle elektrischer Maschinen mit dem Ergebnis ausgewertet, dass 26% Prozent davon durch die Statorwicklung verursacht wurden. Windungsschlüsse werden dabei als initiale Fehler betrachtet, welche sich ohne Gegenmaßnahmen zu schwerwiegenderen Fehlern wie Erd-, oder Phasenschlüssen ausbreiten können [14]. Ein signifikanter Nachteil von PSMs in sicherheitskritischen Anwendungen ist die namensgebende permanente Erregung des Rotors, welche im Fehlerfall nicht abgeschaltet werden kann [15]. Dadurch kann ein zirkulierender Fehlerstrom selbst im Leerlauf nicht verhindert werden. Es ist allerdings möglich, die entstehende Amplitude des Fehlerstroms im Maschinendesign mit zu berücksichtigen. 1996 wurde von Mecrow et al. in [16] eine Fehlertolerante Permanenterregte Synchronmaschine (FTPSM) vorgeschlagen, welche die Fehlertoleranz einer PSM im Design mit berücksichtigt. Die vorgestellte Maschine verfügt über eine elektrische, magnetische, thermische und physikalische Isolation zwischen den Phasen. Zudem ist der charakteristische Kurzschlussstrom durch eine effektive Induktivität in d-Richtung begrenzt und übersteigt nicht den maximal zulässigen Phasenstrom. Darauf aufbauend wurden 1997 von Mecrow et al. in [17] die Anforderungen an ein fehlertolerantes Antriebssystem für sicherheitskritische Anwendungen definiert. Das übergeordnete Ziel dabei ist, dass das Antriebssystem auch im Fehlerfall aktiv weiterbetrieben werden kann. Dafür wird neben dem Einsatz der FTPSM ein Fehlererkennungssystem und Maßnahmen vorgeschlagen, sodass sich beispielsweise ein Windungsschluss nicht weiter ausbreitet. Es ist allerdings unklar, ob mit dem vorgeschlagenen Maschinendesign die angegebenen Leistungsdichten aus [3] erzielt werden können, oder ob dafür Abstriche im fehlertoleranten Maschinendesign notwendig sind. Fest steht jedoch, dass die Zuverlässigkeit einer elektrischen Maschine gesteigert werden kann, indem diese fehlertolerant gegenüber Windungsschlüssen betrieben wird. Die Zuverlässigkeit eines dreiphasigen Antriebssystems ist durch die Ausfallrate der elektrischen Komponenten bestimmt, wozu sowohl die Elektronik als auch die Statorwicklung gehört. Mit einer Ausfallrate von $1,5 \cdot 10^{-4} \text{ h}^{-1}$ ist ein Elektronikausfall sehr viel wahrscheinlicher als ein Ausfall der Statorwicklung [11]. Um die Ausfallraten der elektrischen und mechanischen Komponenten anzugleichen und somit die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems zu steigern, ist eine redundante Ausführung der Elektronik, inklusive Leistungsteil, sinnvoll [11]. Mit der Verwendung von zwei dreiphasigen Teilsystemen kann die Zuverlässigkeit des Antriebssystems so gesteigert werden, dass die mechanische Ausfallrate zum

limitierenden Faktor wird [18]. In dieser Arbeit werden PSMs mit zwei dreiphasig gewickelten Teilsystemen als sechsphasige Maschinen betrachtet. Bei dem Betrieb dieser Maschinen ergeben sich neue Betriebsmöglichkeiten im Fehlerfall, wodurch die Fehlertoleranz im Vergleich zu dreiphasigen PSMs gesteigert werden kann. Die Wahrscheinlichkeit eines Windungsschlusses ändert sich dadurch allerdings nicht.

1.2 Stand der Technik

Für den fehlertoleranten Betrieb von PSMs mit Windungsschlüssen ist die Schadensbegrenzung und damit die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Fehlers von zentraler Bedeutung. Bleiben Windungsschlüsse im Betrieb unerkannt, breiten sie sich zu schwerwiegenderen Fehlern aus [14]. Abhängig von der Applikation und dem verwendeten Maschinendesign werden in der Literatur unterschiedliche Ansätze zur Schadensbegrenzung während des Betriebs vorgestellt. Diese unterscheiden sich hinsichtlich dem Ziel, ob im Fehlerfall eine maximale Schadensbegrenzung mit passivem Weiterbetrieb erfolgen soll oder ob mit einer reduzierten Schadensbegrenzung ein aktiver Weiterbetrieb ermöglicht werden soll. In Tabelle 1.1 sind die Ansätze zusammengefasst und in einen passiven und aktiven Weiterbetrieb aufgeteilt.

Tabelle 1.1: Stand der Technik zur Schadensbegrenzung von Windungsschlüssen, eingeteilt in die vorgeschlagene Gegenmaßnahme und einem anschließenden passiven oder aktiven Weiterbetrieb

| Weiterbetrieb | passiv | aktiv |
|----------------------------|----------|----------|
| aktiver Kurzschluss | [15, 19] | [20, 21] |
| Modulation Flussverkettung | - | [22] |
| Feldschwächung | [23–25] | [26–28] |
| Magnetische Entkopplung | [29–31] | - |

Passiver Weiterbetrieb mit maximaler Schadensbegrenzung

Ist ein aktiver Weiterbetrieb des Antriebssystems im Fehlerfall nicht vorgesehen, so kann die Zielvorgabe einer maximalen Schadensbegrenzung umgesetzt werden.

Für den Einsatz in einem sicherheitskritischen Antriebssystem sind diese Ansätze allerdings nur bedingt geeignet.

In [15] schlagen Mellor et al. für eine FTPSM im Fehlerfall eines Windungsschlusses vor, einen dreiphasigen Kurzschluss aktiv zu schalten. Der Kurzschlussstrom wirkt der Permanentmagnet-Flussverkettung entgegen, wodurch die induzierte Spannung der kurzgeschlossenen Spulen reduziert wird. Dadurch verringert sich der Fehlerstrom und somit auch die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Windungsschlusses. Die Maschine kann allerdings nicht mehr aktiv weiterbetrieben werden, da der dreiphasige Kurzschlussstrom ein entsprechendes Bremsmoment verursacht.

Ebenfalls schlagen Welchko et al. in [19] allgemein vor, einen asymmetrischen Fehlerfall, wie zum Beispiel ein einphasiger Kurzschluss, in einen aktiven dreiphasigen Kurzschluss zu überführen. Durch den symmetrischen Ausgleich wird bei PSMs mit $\psi_{PM}/L_d < i_{\max}$ die mechanische Belastung der Maschine und die Gefahr einer Entmagnetisierung reduziert.

Darauf aufbauend wird in [23] von Welchko et al. eine Alternative vorgeschlagen, indem im Fehlerfall kein symmetrischer Kurzschluss geschaltet wird, sondern durch Anpassung der Ströme die Permanentmagnet-Flussverkettung kompensiert wird. Die Kompensation erfolgt mit einem Strom in d-Richtung von $i_d = -\psi_{PM}/L_d$ und der Strom in q-Richtung ist gleich null. Dadurch kann der Fehlerstrom ohne Einwirkung des Bremsmoments minimiert werden.

In [24] wird von Mitcham et al. eine größere mit Flachdraht gewickelte PSM betrachtet und die Fehlerposition eines Windungsschlusses innerhalb der Nut untersucht. Die Amplitude des Fehlerstroms steigt für Positionen in Richtung Nutöffnung und zudem ändert sich die Phasenlage. Zur Reduktion des Fehlerstroms wird der maximale Phasenstrom 90° nachteilig zu der induzierten Spannung eingepreßt, um die Permanentmagnet-Flussverkettung zu schwächen.

Für den Einsatz als Startergenerator in einem Flugzeug wird in [25] von Jiang et al. ebenfalls eine Feldschwächung vorgeschlagen, um den Fehlerstrom eines Windungsschlusses zu reduzieren. Als Erweiterung wird der maximale d-Strom abhängig von den thermischen und elektrischen Grenzen der Maschine im Betrieb angepasst.

Neben dem aktiven Schalten eines Kurzschlusses oder der Kompensation der Permanentmagnet-Flussverkettung, wird in den Patenten [29–31] eine magnetische Entkopplung zwischen Stator und Rotor vorgeschlagen. Dadurch schließt sich der magnetische Fluss der Permanentmagneten nicht mehr über das Statorblech, sondern über Flussbrücken an den Nutöffnungen. Der Fehlerstrom eines Windungsschlusses kann dadurch reduziert werden, allerdings sind diese Ver-

fahren technisch komplex und stellen zusätzlich eine potentielle Fehlerquelle dar.

Aktiver Weiterbetrieb mit reduzierter Schadensbegrenzung

Ist ein aktiver Weiterbetrieb des Antriebssystems vorgesehen, muss von einer maximalen auf eine reduzierte Schadensbegrenzung übergegangen werden.

Haylock et al. stellen in [20] einen fehlertoleranten Betrieb für die FTPSMs nach [16] mit Windungsschlüssen vor. Die Fehlererkennung basiert auf der Auswertung des Stromrippels, welcher bei der verwendeten Maschine durch einen Windungsschluss ansteigt. Damit die Maschine aktiv weiterbetrieben werden kann, ist aufgrund des Bremsmoments ein dreiphasiger Kurzschluss nicht zulässig. Es wird ein aktiver Kurzschluss ausschließlich für die fehlerbehafteten Phase vorgeschlagen, damit der Fehlerstrom reduziert wird und die Maschine weiterhin Drehmoment bereitstellt. Damit die benachbarten Phasen keine Leistung in den einphasigen Kurzschluss einspeisen, ist das Verfahren auf eine geringe magnetische Kopplung zwischen den einzelnen Phasen angewiesen.

In [21] wird von Wang et al. für eine PSM mit drei dreiphasigen verteilten Wicklungssystemen ein aktiver dreiphasiger Kurzschluss des fehlerbehafteten Systems vorgeschlagen, da im Maschinendesign explizit ein geringer Kurzschlussstrom ψ_{PM}/L_d berücksichtigt wurde. Der Weiterbetrieb erfolgt mit den zwei verbleibenden Wicklungssystemen. Zusätzlich wird vorgeschlagen, dass der Sternpunkt des fehlerbehafteten Systems mit dem Zwischenkreis des Umrichters verbunden wird. Dadurch kann die Nullkomponente der Flussverkettung eliminiert werden und der Fehlerstrom des Windungsschlusses reduziert sich weiter.

Einen weiteren Ansatz zur Reduktion des Fehlerstroms eines Windungsschlusses wird von Lešic et al. in [22] für den Synchrongenerator einer Windkraftanlage vorgeschlagen. Die Flussverkettung wird für dieses Ziel dreieckförmig moduliert, wodurch die Ableitung davon auf den betragsmäßig konstanten Wert K begrenzt wird. Dieser Wert wird durch eine Maschinendiagnose in Abhängigkeit des Schweregrades während des Betriebs bestimmt, wodurch ein geregelter Arbeitspunktwechsel prinzipiell möglich ist. Im Vergleich zur Feldschwächung wird dabei gezeigt, dass mit diesem Ansatz bei gleicher Drehzahl mehr Drehmoment gestellt werden kann. Allerdings steigt durch die Modulation der Flussverkettung der Drehmomentrippel, was zu einer mechanischen Belastung der Anlage führt. Aus den Maschinenparametern wird angenommen, dass die Statorwicklung verteilt ist und dass der charakteristische Strom ψ_{PM}/L_d den maximalen Phasenstrom übersteigt. Eine Reglerstruktur zur Umsetzung des Ansatzes wird

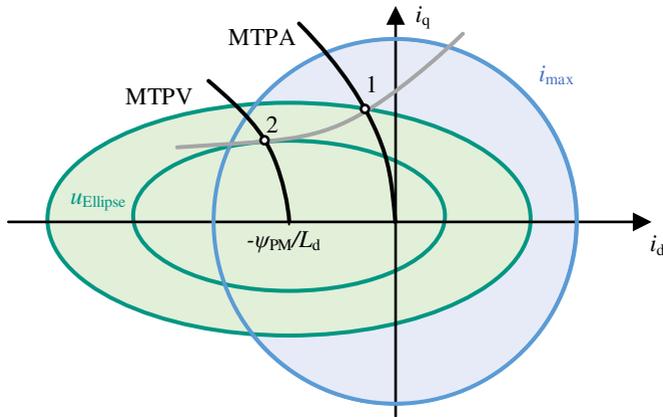


Abbildung 1.1: Regelstrategie nach [27] für PSMS mit $\psi_{PM}/L_d < i_{max}$ sowie Arbeitspunkt 1 im MTPA-Punkt und Arbeitspunkt 2 im MTPV-Punkt bei konstantem Drehmoment und eingezeichneten Spannungsellipsen $u_{Ellipse}$

vorgeschlagen und Simulationsergebnisse zeigen den Betrieb im Fehlerfall ohne expliziten Arbeitspunktwechsel.

Cintron et al. untersuchen in [26] die Abhängigkeit des Spannungsabfalls $i_F R_F$ über einem Windungsschluss von der Amplitude und Phasenlage des Stromraumzeigers. Die daraus gewonnenen Erkenntnisse werden auf die Abhängigkeiten des Fehlerstroms übertragen und bestätigen, dass mit steigender Feldschwächung die Amplitude des Fehlerstroms sinkt. Daraus wird eine Strategie im Fehlerfall abgeleitet, welche neben der Feldschwächung auch eine mögliche Drehzahlreduktion beinhaltet. Ein Arbeitspunktwechsel im Fehlerfall entsprechend dieser Strategie wird nicht vorgestellt. Als Maschine wird eine PSM mit konzentrierter Wicklung und vernachlässigbarer Kopplung zwischen den Phasen verwendet. Der charakteristische Kurzschlussstrom übersteigt nicht den maximal zulässigen Phasenstrom. Die thermische Effektivität der Feldschwächung wird mit Simulationsergebnissen plausibilisiert.

Lee stellt in [27] für eine PSM mit $\psi_{PM}/L_d < i_{max}$ und konzentrierter Wicklung eine Reduktion der Klemmenspannung im Fehlerfall bei gleichbleibendem Drehmoment vor. Durch das Maschinendesign ist es für bestimmte Arbeitspunkte möglich, einen neuen Stromraumzeiger auf der Drehmomenthyperbel zu berechnen, bei welchem der Fehlerstrom minimal wird. Wie Abbildung 1.1 visualisiert, wird dafür der Stromraumzeiger vom Maximum Torque Per Ampere (MTPA)-

Punkt in Richtung des Maximum Torque Per Volt (MTPV)-Punktes verschoben. Als Kenngröße für den Schweregrad wird ein nicht-physikalischer Parameter F_{est} eingeführt, welcher anhand der dq-Spannungen berechnet wird. Sobald dieser Wert ein vorab definiertes Maximum überschreitet, wird ein Windungsschluss klassifiziert. Ausgehend vom aktuellen Arbeitspunkt wird der neue Stromraumzeiger berechnet und anschließend wird ein Arbeitspunktwechsel durchgeführt. Da die Kenngröße des Schweregrades bei dem Arbeitspunktwechsel nicht berücksichtigt wird, erfolgt dieser gesteuert und nicht geregelt. Für die Bestätigung des thermischen Verhaltens wird ein zweidimensionales thermisches Ersatzschaltbild entwickelt. Messergebnisse validieren die vorgestellte Regelstrategie.

Für die PSM mit drei dreiphasigen Wicklungssystemen aus [21] stellen Wang et al. in [28] eine erweiterte Regelstrategie für den Betrieb mit Windungsschlüssen vor. Anstatt das fehlerbehaftete System kurzzuschließen, wird zunächst von der fehlerbehafteten Phase der magnetische Fluss ψ_F abgeschätzt. Dieser wird anschließend mit einer individuellen Vorgabe der Sollströme von dem fehlerbehafteten System selbst minimiert, wodurch der Fehlerstrom des Windungsschlusses auf ein Minimum reduziert wird. Bei diesem Arbeitspunktwechsel wird die Auswirkung auf den Schweregrad des Windungsschlusses nicht berücksichtigt, weshalb dieser gesteuert erfolgt. Die beiden fehlerfreien Systeme stellen weiter den ursprünglichen Anteil am Gesamtdrehmoment. Das führt insgesamt zu einer Drehmomentreduktion, da der Arbeitspunktwechsel des fehlerbehafteten Systems nicht kompensiert wird. Die Messergebnisse eines exemplarischen Arbeitspunktwechsels im Fehlerfall validieren die vorgeschlagene Regelstrategie.

Tabelle 1.2: Gegenüberstellung der Gegenmaßnahmen zur Schadensbegrenzung von Windungsschlüssen mit aktivem Weiterbetrieb

| | [22] | [26] | [27] | [28] |
|--|----------|-----------|------------------|-----------|
| Wicklung | verteilt | konzent. | konzent. | verteilt |
| | 3ph | 3ph | 3ph | 9ph |
| $\psi_{\text{PM}}/L_d \leq i_{\text{max}}$ | nein | ja | ja | ja |
| Kenngröße | K | $i_F R_F$ | F_{est} | ψ_F |
| thermische Betrachtung | nein | ja | ja | nein |
| vorgeschlagene Reglerstruktur | ja | nein | nein | ja |
| Arbeitspunktwechsel | - | - | gesteuert | gesteuert |

Tabelle 1.2 fasst die Ansätze [22, 26–28] zusammen, welche durch eine angepasste Ansteuerung der Maschine einen aktiven Weiterbetrieb im Fehlerfall ermöglichen. Für einen Vergleich der Ansätze, sind die jeweiligen Unterscheidungsmerkmale herausgearbeitet.

Einordnung dieser Arbeit in den Stand der Technik

Der Ansatz dieser Arbeit zum aktiven Weiterbetrieb im Fehlerfall wird in den beschriebenen Stand der Technik eingeordnet und auf die Unterscheidungsmerkmale aus Tabelle 1.2 bezogen. Die Statorwicklung der betrachteten PSM verfügt über eine verteilte Wicklung, welche drei- sowie sechsphasig ausgeführt wird. Aufgrund der hohen Ausnutzung des Eisenkreises übersteigt der charakteristische Fehlerstrom ψ_{PM}/L_d den maximal zulässigen Phasenstrom. Dadurch kann mit einem Arbeitspunktwechsel der Fehlerstrom nicht minimiert, sondern nur reduziert werden. Für die Schadensbegrenzung des Windungsschlusses wird als Kenngröße die lokale Fehlerverlustleistung P_F eingeführt. Diese erzeugt abhängig von der Fehlerposition eine lokale Temperaturerhöhung, wodurch sich der Windungsschluss weiter ausbreiten kann. In dieser Arbeit wird erstmals für den fehlertoleranten Betrieb eine maximal zulässige Fehlerverlustleistung vorgegeben, welche anhand einer maximal zulässigen Temperaturerhöhung bestimmt wird. Im Fehlerfall kann damit ein geregelter Arbeitspunktwechsel erfolgen, sodass die Fehlerverlustleistung auf den zulässigen Maximalwert begrenzt wird. Die Fehlerverlustleistung wird online ohne zusätzliche Sensorik abgeschätzt. Dies ermöglicht die Realisierung eines geschlossenen Regelkreises, welcher einen zeitlich variierenden Schweregrad des Windungsschlusses berücksichtigen kann. Abhängig von dem Schweregrad des Windungsschlusses und der betrachteten Applikation kann eine Drehmoment- oder Drehzahlreduktion notwendig sein. Die Regelstrategie im Fehlerfall wird ausgehend von dreiphasigen PSMs auf sechsphasige PSMs erweitert, wodurch im Fehlerfall mit dem entstehenden Freiheitsgrad die Fehlertoleranz gegenüber Windungsschlüssen gesteigert werden kann.

1.3 Gliederung der Arbeit

Die vorliegende Arbeit wird mit dem aktuellen Kapitel 1 eingeleitet. Das elektrische Fliegen dient zur Motivation dieser Arbeit, jedoch stehen allgemein sicherheitskritische Anwendungen im Fokus einer potentiellen Einsatzmöglich-

keit. Der Stand der Technik wird vorgestellt und die Arbeit wird in diesen eingeordnet.

Als Grundlage dieser Arbeit werden in Kapitel 2 mögliche Fehlerfälle von PSMs erläutert und anhand verfügbarer Ausfallraten miteinander verglichen. Es wird allgemein zwischen elektrischen, mechanischen und magnetischen Fehlerfällen unterschieden und auf einzelne Alterungsmechanismen eingegangen.

In Kapitel 3 wird die elektromagnetische und thermische Systembeschreibung von PSMs mit Windungsschlüssen erläutert. Darauf aufbauend werden analytische Maschinenmodelle zur Simulation der elektromagnetischen und thermischen Domäne vorgestellt. Mit diesen Modellen werden in den folgenden Kapiteln die Auswirkungen von Windungsschlüssen untersucht und die fehlertolerante Reglerstruktur entwickelt. Für eine detailliertere Beschreibung des elektromagnetischen Verhaltens werden zusätzlich numerische Maschinenmodelle eingeführt. Diese werden für die Generierung eines Trainingsdatensatzes verwendet, um während des Betriebs die Fehlerverlustleistung eines Windungsschlusses abschätzen zu können.

Sowohl die elektromagnetischen als auch die thermischen Auswirkungen von Windungsschlüssen werden in Kapitel 4 vorgestellt. Insbesondere wird auf den Zusammenhang zwischen der lokalen Fehlerverlustleistung und den messbaren harmonischen Spannungsüberschwingungen eingegangen. Zur Einordnung in einen erweiterten Kontext werden die elektromagnetischen Auswirkungen von Windungsschlüssen mit denen von Phasen- und Erdschlüssen verglichen. Die Betrachtung der thermischen Auswirkungen von Windungsschlüssen wird als Grundlage verwendet, um eine thermische Randbedingung für den fehlertoleranten Betrieb herauszuarbeiten.

In Kapitel 5 wird die Reglerstruktur der fehlertoleranten Regelung vorgestellt und die einzelnen Komponenten werden im Detail beschreiben. Das beinhaltet die Fehlererkennung, Fehlerabschätzung und Regelung im Fehlerfall. Für die geregelten Arbeitspunktwechsel im Fehlerfall wird eine Reglerauslegung durchgeführt. Das Verhalten der vorgeschlagenen Regelstrategie wird abschließend für unterschiedliche Applikationen qualitativ beschrieben.

Der Prüfstands Aufbau zur Validierung der entwickelten Reglerstruktur wird in Kapitel 6 beschrieben. Die Prüflingsmaschine mit der Möglichkeit zum aktiven Schalten von Windungsschlüssen wird vorgestellt. Zudem wird auf das Zusammenspiel zwischen Lastmaschine, Leistungselektronik und Signalverarbeitung eingegangen.

In Kapitel 7 werden die Messergebnisse der dreiphasigen Prüflingsmaschine präsentiert. Es werden die Maschinenkennfelder im fehlerfreien und fehlerbehafteten Betrieb erläutert. Darauf aufbauend wird die entwickelte fehlertolerante Rege-

lung anhand dem schaltbaren Windungsschluss mit maximalem Schweregrad abschließend validiert. Das thermische Verhalten wird mit Simulationsergebnissen plausibilisiert und daraus eine Lebensdauerschätzung durchgeführt. Der Ansatz und die Ergebnisse dieser Arbeit werden in Kapitel 8 zusammengefasst und die Möglichkeiten zur Weiterentwicklung werden aufgezeigt.

Kapitel 2

Fehlerfälle

Beim Betrieb von elektrischen Maschinen können unterschiedliche Fehlerfälle zum Ausfall des Gesamtsystems führen. In diesem Kapitel werden elektrische, mechanische und magnetische Fehlerfälle von PSMs näher erläutert. Zu Beginn wird eine Übersicht der Fehlerfälle anhand umfangreicher statistischer Auswertungen vorgestellt. Das umfasst neben der Aufteilung der einzelnen Fehlerfälle auch die Auswertung der dazugehörigen Fehlerursachen. Anschließend wird auf die relevanten Alterungsmechanismen eingegangen, welche im Wechselspiel die vorgestellten Fehlerfälle verursachen können. Dabei spielen die thermischen, mechanischen, elektrischen und umgebungsbedingten Belastungen eine zentrale Rolle. Abschließend wird konkret auf die elektrischen, mechanischen und magnetischen Fehlerfälle eingegangen und die Schädigung aufgrund der Alterungsmechanismen erläutert. Bei den elektrischen Fehlerfällen wird die Entstehung von Windungsschlüssen hervorgehoben und die resultierende Ausbreitung beschrieben.

2.1 Übersicht

Im Jahr 1982 wurde von dem Electric Power Research Institute (EPRI) in [32] eine umfassende Auswertung der Zuverlässigkeit elektrischer Maschinen vorgestellt. Drei Jahre später wurde von dem Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) in [13] eine ebenfalls umfassende Auswertung vorgestellt, welche direkten Bezug auf den EPRI-Bericht nimmt. Die Resultate der Auswertungen sind vergleichbar, einzelne Zusammenhänge werden jedoch unterschiedlich herausgearbeitet. Beide Berichte beziehen sich auf die Auswertung größerer Anlagen und

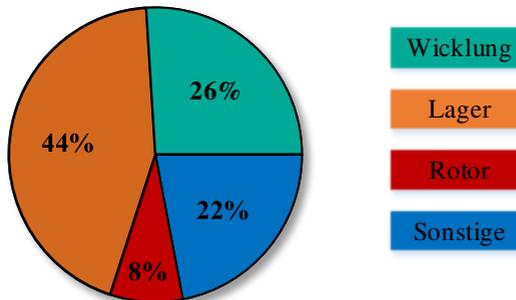


Abbildung 2.1: Aufteilung der Fehlerfälle elektrischer Maschinen nach der umfangreichen IEEE-Auswertung aus dem Jahr 1985 [13]

beinhalten sowohl Asynchron- als auch Synchronmaschinen. Permanenterregte Synchronmaschinen sind in den Berichten nicht vertreten, weshalb magnetische Fehlerfälle des Rotors nicht mit ausgewertet werden. In die Auswertung beider Berichte wurden insgesamt 5938 Maschinen miteinbezogen, weshalb diese Berichte heute noch die Ausgangslage zahlreicher Veröffentlichungen darstellen. Konkret wurden in dem IEEE-Bericht Maschinen sowohl aus dem Nieder- als auch Hochspannungsbereich (bis 15 kV) mit mindestens 150 kW aus 75 Anlagen mit einbezogen. 360 Ausfälle wurden während insgesamt 5085 Betriebsjahren protokolliert und anschließend ausgewertet, was zu einer Ausfallrate von $8,08 \cdot 10^{-6} \text{ h}^{-1}$ führt. Abbildung 2.1 zeigt die Aufteilung der Fehlerfälle nach dem IEEE-Bericht. Der größte Anteil der Ausfälle wird mit 44% von den Lagern verursacht. Mit 26% folgen die Ausfälle aufgrund der Statorwicklung. Die Ausfälle aufgrund des Rotors betragen 8% und beinhalten das Versagen der Rotorwelle. Die sonstigen Ausfälle mit 22% beinhalten beispielsweise verwendete Schleifringe oder externe Geräte. Die drei Hauptursachen aller Fehlerfälle können in dem IEEE-Bericht zu 33% auf ein mechanisches Versagen, zu 13% auf Überhitzung und zu 12% auf Isolationsversagen zurückgeführt werden. Transiente Überspannungen haben 1985 mit 2% nur wenige Ausfälle verursacht.

Die Auswertung des EPRI-Berichts kommt zu einer vergleichbaren Aufteilung der Fehlerfälle. Zusätzlich wurde in diesem Bericht eine detaillierte Aufteilung der Statorfehler vorgenommen. In der Auswertung wurden 37% der Ausfälle durch Statorfehler verursacht. Davon konnten 67% auf Erdschlüsse und 10% auf Windungsschlüsse zurückgeführt werden.

Im Jahr 1997 wurde in [33] die zunehmende Belastung der Wicklungsisolation beschrieben, welche durch den getakteten Betrieb bei drehzahlvariablen Antrieben entsteht. Dabei wird ein Anstieg von Windungs- und Erdschlüssen dokumentiert, welcher mit der Schädigung durch schnelle Spannungsänderungen begründet wird. Mit zunehmenden Taktfrequenzen und Spannungssteilheiten verändert sich die Belastung innerhalb der Maschine, was die Aufteilung der Fehlerfälle über der Zeit verändert. So wird in dem Bericht [34] aus dem Jahr 2016 beschrieben, dass bereits 80% der elektrischen Fehler einer Maschine durch Windungsschlüsse verursacht werden.

2.2 Alterungsmechanismen

Elektrische Maschinen sind im Betrieb permanent Alterungsmechanismen ausgesetzt, welche einzelne Komponenten schädigen und dadurch Fehlerfälle verursachen können. Die primären Alterungsmechanismen lassen sich nach [35] in eine thermische, elektrische, mechanische und umgebungsbedingte Belastung einteilen und werden im Folgenden näher beschrieben. Für eine detaillierte Betrachtung können noch weitere Mechanismen wie elektromagnetische Belastungen oder mechanische Eigenspannungen berücksichtigt werden, wie in [36] beschrieben wird. Allgemein gilt für die Fehlerentstehung, dass die Ursache meist nicht auf einen einzelnen Alterungsmechanismus zurückzuführen ist, sondern auf die kombinierte Wirkung einzelner Belastungen [37].

Thermische Belastung

Bei erhöhter Temperatur werden chemische und physikalische Prozesse beschleunigt, was mathematisch mit der Arrhenius-Gleichung approximiert wird [38]. Das führt bei einer erhöhten Temperatur von Werkstoffen zu einer beschleunigten Alterung, was sich unter anderem bei der Versprödung der Wicklungsisolation bemerkbar macht [35]. In Kombination mit mechanischer Belastung können zudem unterschiedliche Ausdehnungskoeffizienten von Kupfer und Lackisolation zu Spannungsrissen führen [39]. Die thermische Zyklierung beschleunigt mit wechselnder Kontraktion und Expansion diesen Prozess. Bei der Flächenisolation zwischen Wicklung und Blechpaket kann es bei erhöhter Temperatur zum Ablösen einzelner Schichten kommen und dadurch eine anschließende mechanische Schädigung begünstigen [39]. Neben der Alterung der Wicklungsisolation nimmt auch die Alterung der Lagerung bei erhöhten Temperaturen zu, was durch die Temperaturabhängigkeit der Viskosität, Dichte, Oxidation und Verdampfung

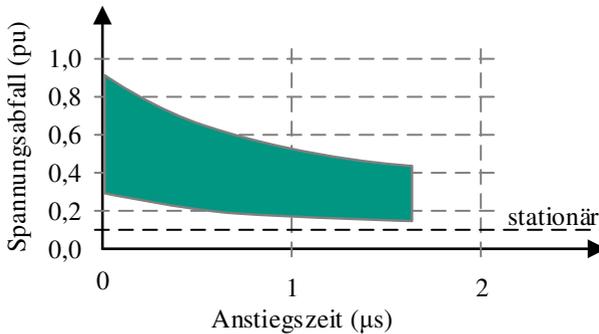


Abbildung 2.2: Bereich des normierten Spannungsabfalls über den ersten Windungen mit einem stationären Wert von 0,1 pu in Abhängigkeit der Anstiegszeit der einfallenden Spannung nach [43]

bedingt ist [40]. Allgemein ist die Temperaturverteilung innerhalb der Maschine abhängig von den lokal entstehenden Verlusten und den zugehörigen thermischen Pfaden. Bei hoch ausgenutzten Maschinen kann das zu einer stark heterogenen Temperaturverteilung führen und dadurch die thermische Belastung punktuell verstärken.

Elektrische Belastung

Die elektrische Belastung folgt hauptsächlich aus den schnellen Spannungsänderungen bei getaktetem Umrichterbetrieb mit Pulsweitenmodulation (PWM) [41]. Dadurch sind neben der Grundschwingungsfrequenz auch Frequenzen aufgrund der Taktung und den Spannungsänderungen enthalten. Maßgebend für die elektrische Belastung ist damit die Taktfrequenz, die Spannungsamplitude und die Spannungssteilheit. Insbesondere die hochfrequenten Anteile der Spannungsänderungen können Spannungsüberhöhungen verursachen, welche durch Wanderwellen an den Maschinenklemmen hervorgerufen werden. Dies führt zu einer stärkeren elektrischen Belastung der ersten Windungen innerhalb der Statorwicklung [33, 42]. In Abbildung 2.2 ist der Bereich des möglichen Spannungsabfalls über den ersten Windungen auf die einfallende Spannungsamplitude normiert dargestellt. Der transiente Spannungsabfall kann abhängig von der Maschine und deren Anschluss für sehr kleine Anstiegszeiten bei einem stationären Spannungsabfall von 0,1 pu Werte bis zu 0,9 pu erreichen [43]. Spannungsüberhö-

hungen können sogar Teilentladungen in Niederspannungsmaschinen verursachen, was im Auslegungsprozess mit einer adäquaten Impedanzanpassung verhindert werden muss [42]. Treten bei einer Niederspannungsmaschine keine Teilentladungen auf, kann die Wicklungsisolation 10^{12} Pulsen standhalten [44]. Werden aber durch Spannungsüberhöhungen Teilentladungen verursacht, kann ein Wicklungsversagen bereits nach 10^6 Pulsen eintreten. Parasitäre Kapazitäten haben durch die hohen Frequenzanteile Ausgleichsströme zur Folge [45]. Zum einen ist dabei die Kopplung der Spulen und Windungen untereinander relevant, da die dielektrische Erwärmung die Wicklungsisolation belastet [39]. Zum anderen sind die Koppelpfade relevant, welche die Lagerung des Rotors mit einschließen [46]. Dadurch können Lagerströme entstehen, wodurch die Belastung von beispielsweise Kugellagern stark zunimmt.

Mechanische Belastung

Vibrationen innerhalb der Maschine sorgen für eine mechanische Belastung und tragen zur Alterung der betroffenen Komponenten bei [37]. Die Vibrationen können zum Beispiel durch magnetische Kräfte verursacht werden und radiale sowie tangential Schwingungen des Wickelkopfes anregen. Ebenfalls können im Betrieb Schwingungsmoden angeregt werden, welche hochfrequente Verformungen des Gehäuses und Blechpakets zur Folge haben. Axiale und radiale Kräfte sorgen für eine mechanische Belastung der Lagerung und Welle [36]. Zudem werden mechanische Spannungen temperaturabhängig durch unterschiedliche Ausdehnungskoeffizienten innerhalb der Maschine erzeugt.

Umgebungsbedingte Belastung

Kommt es zu einer Verschmutzung der Isolation durch Feuchtigkeit oder Staub, können durch Karbonisierung leitende Pfade entstehen [39]. Verästelung ermöglicht ein weiteres Ausbreiten dieser Pfade und kann zum Versagen der Isolation führen. Nimmt der Isolierstoff über bestehende Risse Wasser auf, kann durch Hydrolyse ein Durchbruch der Isolation beschleunigt werden [39]. Ebenfalls führt eine Verschmutzung der Lagerschmierung zu einem erhöhten Verschleiß und einer reduzierten Lebensdauer der Lagerung. Eine umgebungsbedingte Belastung kann ebenfalls durch eine erhöhte Umgebungstemperatur oder bei luftgekühlten Maschinen durch einen geänderten Luftdruck verursacht werden.

2.3 Kategorisierung

Allgemein lassen sich die Fehlerfälle elektrischer Maschinen in elektrische und mechanische Fehler kategorisieren. Als Besonderheit von PSMs werden magnetische Fehlerfälle als eigene Kategorie betrachtet [47].

Elektrische Fehlerfälle

Die elektrischen Fehlerfälle beinhalten sowohl Kurzschlüsse als auch Unterbrechungen der Statorwicklung, wobei letztere sehr viel seltener auftreten. Kurzschlüsse der Statorwicklung werden in dieser Arbeit allgemein als Wicklungsschlüsse bezeichnet und beziehen sich auf Windungs-, Erd- und Phasenschlüsse sowie Kombinationen davon. Bei Niederspannungsmaschinen ist die thermische Belastung der dominierende Alterungsmechanismus, wobei mit steigender Taktfrequenz und Spannungssteilheit die Schädigung aufgrund elektrischer Belastung kontinuierlich zunimmt [41].

In [37] wird anhand einer Baumstruktur beschrieben, dass in den meisten Fällen ein elektrischer Durchschlag zum finalen Versagen der Isolation führt. Davor muss durch thermische oder mechanische Belastung eine Rissbildung die Isolation vorschädigen, sodass nur durch das Zusammenspiel der einzelnen Alterungsmechanismen Wicklungsschlüsse entstehen können. In [48] wird durch die Wechselwirkung von thermischer und mechanischer Belastung konkret das Entstehen von Wicklungsschlüssen beschrieben. Dabei wird anfänglich eine Rissbildung durch thermische Belastungen erläutert, welche durch überlagerte mechanische Vibrationen ein Versagen der Isolation bewirken kann.

In der Literatur wird davon ausgegangen, dass in den meisten Fällen ein Wicklungsschluss als initialer elektrischer Fehler auftritt und dieser sich anschließend zu einem schwerwiegenden Erd- oder Phasenschluss ausbreitet [14, 33, 35, 47, 49–51]. Dabei wird die lokale Fehlerverlustleistung als maßgebender Faktor für die Ausbreitungsgeschwindigkeit angenommen. Der zeitliche Verlauf einer Fehlerausbreitung wird in der Literatur jedoch nicht näher beschrieben. Allerdings wird davon ausgegangen, dass die Änderung des Schweregrades nicht instantan sondern mit einer zeitlichen Verzögerung abläuft. Um die Auftrittswahrscheinlichkeit eines Wicklungsschlusses zu reduzieren, könnte eine Verstärkung der Lackisolation in Erwägung gezogen werden. Allerdings hat die Isolationsdicke einen starken Einfluss auf die Temperaturverteilung innerhalb der Statorwicklung, da die Wärmeleitfähigkeit der Lackisolation im Vergleich zu Kupfer viel geringer ist [52]. Dadurch würde die thermische Belastung steigen, was wiederum das Entstehen von Wicklungsschlüssen begünstigt.



Abbildung 2.3: Wicklungsdefekt der Statorwicklung durch einen Windungsschluss [53]

Abbildung 2.3 zeigt eine defekte Spule aufgrund der Ausbreitung eines Windungsschlusses. Die flächig verkohlte Lackisolation verdeutlicht die Notwendigkeit, Windungsschlüsse im Betrieb frühzeitig zu erkennen und mit Gegenmaßnahmen die Ausbreitungsgeschwindigkeit zu minimieren.

Mechanische Fehlerfälle

Mechanische Fehlerfälle beinhalten unter anderem Lagerschäden, Rotorextrizitäten und Wellenbrüche [47]. Lagerschäden sind entsprechend den Wicklungsschlüssen auf eine Kombination einzelner Alterungsmechanismen zurückzuführen und verursachen einen Großteil der Maschinenausfälle. Durch Lagerschäden können Rotorextrizitäten und Wellenbrüche begünstigt werden. Rotorextrizitäten können abhängig von der Lage der Rotationsachse weiter in statische, dynamische oder gemischte Extrizitäten unterteilt werden. Abhängig von dem Schweregrad werden dadurch Vibrationen, Geräusche und Drehmomentrippel verstärkt. Der Bruch einer Welle wird durch eine Materialermüdung verursacht und tritt im Vergleich seltener auf, jedoch ist ein Weiterbetrieb im Fehlerfall ausgeschlossen.

Magnetische Fehlerfälle

Magnetische Fehlerfälle beinhalten die Entmagnetisierung der Rotormagnete und können in symmetrische und asymmetrische Fälle unterteilt werden [47]. Durch eine Entmagnetisierung wird allgemein die induzierte Spannung der Maschine

reduziert. Bei einer asymmetrischen Entmagnetisierung entsteht zusätzliche eine mechanische Belastung der Maschine aufgrund radialer Zugkräfte. Die Entmagnetisierung der Permanentmagnete kann durch den Betrieb in einem unzulässigen Arbeitspunkt verursacht werden. Dazu gehören mechanische Überbelastungen, Übertemperaturen und Stromamplituden außerhalb des Maximalstromkreises. Eine mechanische Überbelastung kann beispielsweise bei dem Betrieb mit Überdrehzahl entstehen. Dabei können sich die Magnete aufgrund einer Überschreitung der zulässigen mechanischen Spannung mechanisch verformen und brechen. Bei dem Betrieb mit Übertemperatur verschiebt sich die BH -Kurve, sodass eine irreversible Entmagnetisierung der Permanentmagnete bei ansonsten zulässiger Feldschwächung möglich ist. Die Phasenströme können nicht nur in unzulässigen Betriebspunkten den zulässigen Maximalwert überschreiten, sondern auch durch elektrische Fehler der Statorwicklung. Abhängig von dem Maschinendesign kann ein dreiphasiger Kurzschluss der Statorwicklung eine Entmagnetisierung zur Folge haben.

Kapitel 3

Modellbildung

In diesem Kapitel wird die Modellbildung von PSMs mit Windungsschlüssen erläutert. Die Modellbildung wird in eine elektromagnetische und thermische Beschreibung aufgeteilt. Die elektromagnetische Beschreibung beinhaltet zum einen die analytische Systembeschreibung und deren Implementierung in eine physikalische Simulationsumgebung. Das analytische Simulationsmodell wird in dieser Arbeit dazu verwendet, um die elektromagnetischen Auswirkungen von Windungsschlüssen zu untersuchen und die fehlertolerante Reglerstruktur auszulegen. Zum anderen beinhaltet die elektromagnetische Beschreibung die zugehörigen numerischen Maschinenmodelle und die Erläuterung der Simulationsumgebung. Das numerische Simulationsmodell ist im Vergleich zu dem analytischen Modell präziser und wird in dieser Arbeit zur Generierung eines Trainingsdatensatzes für die Fehlerabschätzung verwendet. Die thermische Modellbildung beinhaltet die analytische Beschreibung der Wärmeleitung, den Aufbau des thermischen Modells und ebenfalls dessen Implementierung in eine physikalische Simulationsumgebung. Dieses Modell wird im weiteren Verlauf der Arbeit zur Untersuchung der thermischen Auswirkungen von Windungsschlüssen verwendet.

3.1 Elektromagnetische Modellbildung

Die elektromagnetische Modellbildung beschreibt den Zusammenhang zwischen elektrischen und magnetischen Größen innerhalb der Maschine. Die analytische Systembeschreibung wird detailliert für dreiphasige PSMs durchgeführt. Darauf aufbauend werden die Grundlagen sechshephasiger PSMs beschrieben, wobei zwischen zwei Varianten der Statorwicklung unterschieden wird. Für eine phy-

sikalische Simulation der analytischen Systembeschreibung wird die akausale Implementierung der elektromagnetischen Domäne vorgestellt. Abschließend werden neben den analytischen Modellen die numerischen Modelle erläutert.

3.1.1 Analytische Systembeschreibung dreiphasiger PSMs

In der Literatur werden unterschiedliche Ansätze zur analytischen Systembeschreibung dreiphasiger PSMs mit Windungsschlüssen beschrieben. Grob unterscheiden lassen sich diese hinsichtlich der Beschreibung im stator- oder rotorfesten Bezugssystem, dem Abstraktionslevel und der Ausführung der Statorwicklung. Beispielsweise beschreiben die Autoren in [54] das Verhalten im rotorfesten dq-System, wohingegen in [55] das statorfeste Bezugssystem verwendet wird. Es werden vereinfachend PSMs mit Oberflächenmagneten beschrieben wie in [56], wodurch die Induktivitäten unabhängig vom Rotorwinkel sind. In [57] wird ein detailliertes Modell beschrieben, welches den magnetischen Kreis explizit berücksichtigt. Dadurch können zusätzlich Rotorfehler untersucht werden, wie zum Beispiel die teilweise Entmagnetisierung der Rotormagnete. In [58] wird ein Modell beschrieben, welches den nichtlinearen magnetischen Kreis mithilfe von Datenblattangaben berücksichtigt. Dies ist insbesondere für hoch ausgenutzte Maschinen relevant, da diese im nichtlinearen Bereich betrieben werden. Bei der Ausführung der Statorwicklung wird weiter zwischen konzentrierter und verteilter Wicklung sowie serieller und paralleler Verschaltung unterschieden, was beispielsweise in [59] aufgegriffen wird.

Das Ziel der hier vorgestellten Systembeschreibung ist die Grundlage für ein kompaktes Simulationsmodell, welches eine schnelle Simulationszeit bei ausreichender Genauigkeit der Ergebnisse ermöglicht. Das sogenannte Windungsmodell wurde in [E1] veröffentlicht und basiert auf den ausführlichen Grundlagenbüchern [60–62]. Die Beschreibung des Maschinenverhaltens erfolgt ausgehend von dem dq-Modell im statorfesten Bezugssystem, da die betrachteten Fehlerfälle ebenfalls statorfest sind. Es werden vom Rotorwinkel abhängige Induktivitäten berücksichtigt, um die Rotorgeometrie nicht einschränken zu müssen. Ein kompaktes Modell wird dadurch erzielt, indem die Statorwicklung in einen detaillierten fehlerbehafteten und einen zusammengefassten fehlerfreien Teil separiert wird. Die Modellbildung bezieht sich exemplarisch auf Windungsschlüsse, jedoch können mit dem resultierenden Modell sämtliche Wicklungsschlüsse, somit auch Phasen- und Erdschlüsse, untersucht werden können. Zur Vereinfachung wird eine Grundwellenmaschine angenommen, wodurch nur die Grundwelle des Luftspaltflusses betrachtet wird [62]. Zudem wird vereinfachend angenommen, dass die einzelnen Polpaare der Statorwicklung magnetisch voneinander entkoppelt

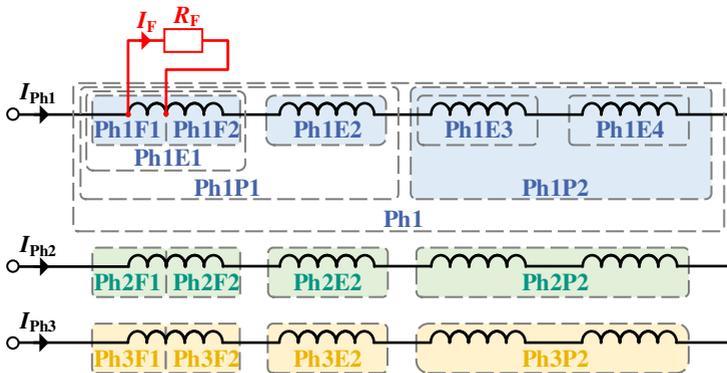


Abbildung 3.1: Statorwicklung mit vier Einzelspulen je Phase, repräsentativer Bezeichnung aller Komponenten von Phase Ph1, einem exemplarischen Windingsschluss in Einzelspule Ph1E1 und farblich hinterlegten Komponenten des Windingmodells

sind, da die jeweils einbezogenen Spulen keine gemeinsame Fläche umschließen. Abhängigkeiten aufgrund von Stromverdrängungseffekten innerhalb der Nut werden nicht berücksichtigt, wodurch auch die Auswirkungen eines Windingsschlusses unabhängig von der Position innerhalb der Nut sind. Für die analytische Beschreibung wird ein linearer magnetischer Kreis angenommen, jedoch können im Simulationsmodell nichtlineare Flusskennfelder hinterlegt werden.

Abbildung 3.1 zeigt die Statorwicklung einer dreiphasigen PSM mit vier Einzelspulen und einem exemplarischen Windingsschluss in Phase Ph1 mit dem Fehlerwiderstand R_F und dem Fehlerstrom I_F . Bei drehzahlvariablen Antrieben treten Windingsschlüsse aufgrund der Spannungsbelastung am wahrscheinlichsten innerhalb der ersten Windungen der Statorwicklung auf [33]. Die Statorwicklung des Windingmodells ist deshalb so aufgeteilt, dass der vordere Teil auf Windingsebene beschrieben wird, um dort die Auswirkungen von Windingsschlüssen nachbilden zu können. Die dargestellte Wicklung entspricht derjenigen der Prüflingsmaschine mit der Lochzahl $q = 2$ und der Polpaarzahl $p = 2$, woraus die Darstellung mit vier Einzelspulen resultiert. Die Nutenzahl ist $N = 24$, die Statorwicklung ist als verteilte Einschichtwicklung ausgeführt und alle Windungen sind seriell verschaltet. Die Windungszahl einer Phase ist gegeben mit w_{Ph} und die p Polpaare einer Phase haben jeweils die Windungszahl w_{Php} . Zudem besteht jedes Polpaar aus q Einzelspulen der Windungszahl w_E und es gilt somit

$w_{Ph} = pqw_E$. Die Einzelspulen E1 des Polpaars P1 werden weiter aufgeteilt in die fehlerbehafteten Spulen F1 und F2 mit den jeweiligen Windungszahlen w_{F1} und w_{F2} . Die Anzahl der kurzgeschlossenen Windungen w_{F1} wird zur übersichtlicheren Darstellung auch mit w_F notiert. Für die Windungszahlen der Phase Phy mit $y \in \{1, 2, 3\}$ gilt allgemein der Zusammenhang:

$$w_{Phy} = w_{PhyF1} + w_{PhyF2} + w_{PhyE2} + w_{PhyP2} \quad (3.1)$$

dq-Modell

Ausgehend von den Spannungsgleichungen im rotororientierten dq-System werden die Spannungsgleichungen der aufgeteilten Statorwicklung aus Abbildung 3.1 hergeleitet. Die stationären Spannungsgleichungen im dq-System sind gegeben durch [60]:

$$u_d = R_{Ph}i_d - \omega_{el}L_qi_q \quad (3.2)$$

$$u_q = R_{Ph}i_q + \omega_{el}(L_d i_d + \psi_{PM}) \quad (3.3)$$

Dabei ist u_d die Spannung in d-Richtung und u_q die Spannung in q-Richtung. Die Ströme in d- und q-Richtung sind gegeben durch i_d und i_q und die Induktivitäten durch L_d und L_q . Die Permanentmagnet-Flussverkeftung wird mit ψ_{PM} notiert, der Phasenwiderstand mit R_{Ph} und die elektrische Kreisfrequenz mit ω_{el} . Für diese gilt $\omega_{el} = 2\pi f_{el}$ mit der elektrischen Frequenz f_{el} . Im Fehlerfall sind die Größen des dq-Systems aufgrund der entstehenden Asymmetrie keine Gleichgrößen mehr und werden hier somit als zeitlich variable Größen betrachtet. Im dq-System lässt sich das elektromagnetische Drehmoment T_{el} wie folgt berechnen [60]:

$$T_{el} = \frac{3}{2}p(\psi_{PM}i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (3.4)$$

Das gesamte Drehmoment setzt sich dabei aus dem synchronen Moment und Reluktanzmoment zusammen, wobei die jeweiligen Anteile über die Vorgabe der Stromkomponenten gesteuert werden können [61].

Spannungsgleichungen Phasenmodell

Das rotororientierte Bezugssystem ist für die analytische Beschreibung von Wicklungsschlüssen nicht geeignet, da diese statorfest sind. Das sogenannte Phasenmodell beschreibt das Maschinenverhalten im statorfesten Bezugssystem und wird in dieser Arbeit dazu verwendet, um das elektromagnetische Verhalten

des Windungsmodells herzuleiten. Die Spannungsgleichung des Phasenmodells ist in Matrixform gegeben durch [60]:

$$\mathbf{u}_{\text{Ph}} = \mathbf{R}_{\text{Ph}} \mathbf{i}_{\text{Ph}} + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{\text{Ph}} \mathbf{i}_{\text{Ph}} + \Psi_{\text{Ph,PM}}) \quad (3.5)$$

Der Vektor \mathbf{u}_{Ph} notiert die Phasenspannungen, \mathbf{i}_{Ph} die Phasenströme und $\Psi_{\text{Ph,PM}}$ die Permanentmagnet-Phasenflussverkettungen. Die Matrix der Phasenwiderstände ist gegeben durch \mathbf{R}_{Ph} und die Matrix der Phaseninduktivitäten durch \mathbf{L}_{Ph} . Die Ableitung nach der Zeit t wird mit $\frac{d}{dt}$ notiert.

Für die einzelnen Einträge der Vektoren und Matrizen aus Gleichung (3.5) gilt:

$$\begin{pmatrix} u_{\text{Ph1}} \\ u_{\text{Ph2}} \\ u_{\text{Ph3}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{\text{Ph1}} & 0 & 0 \\ 0 & R_{\text{Ph2}} & 0 \\ 0 & 0 & R_{\text{Ph3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\text{Ph1}} \\ i_{\text{Ph2}} \\ i_{\text{Ph3}} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_{\text{Ph1}} \\ \psi_{\text{Ph2}} \\ \psi_{\text{Ph3}} \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{pmatrix} \psi_{\text{Ph1}} \\ \psi_{\text{Ph2}} \\ \psi_{\text{Ph3}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{\text{Ph1,Ph1}} & L_{\text{Ph1,Ph2}} & L_{\text{Ph1,Ph3}} \\ L_{\text{Ph2,Ph1}} & L_{\text{Ph2,Ph2}} & L_{\text{Ph2,Ph3}} \\ L_{\text{Ph3,Ph1}} & L_{\text{Ph3,Ph2}} & L_{\text{Ph3,Ph3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\text{Ph1}} \\ i_{\text{Ph2}} \\ i_{\text{Ph3}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \psi_{\text{Ph1,PM}} \\ \psi_{\text{Ph2,PM}} \\ \psi_{\text{Ph3,PM}} \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

Die Phasenspannungen sind gegeben durch $u_{\text{Ph}y}$, die Phasenströme durch $i_{\text{Ph}y}$, die Phasenflussverkettungen durch $\psi_{\text{Ph}y}$ und die Permanentmagnet-Phasenflussverkettungen durch $\psi_{\text{Ph}y,\text{PM}}$. Die Phasenwiderstände werden mit $R_{\text{Ph}y}$ notiert, die Phaseninduktivitäten mit $L_{\text{Ph}y,\text{Ph}z}$ und es gilt allgemein $y, z \in \{1, 2, 3\}$. Der Zusammenhang zwischen dem dq- und dem Phasenmodell wird über eine Transformationsmatrix hergestellt, welche in [60] näher beschrieben wird. Für die Matrix der Phaseninduktivitäten gilt nach [60]:

$$\mathbf{L}_{\text{Ph}} = L_{\text{SA}} \begin{pmatrix} 1 & -0,5 & -0,5 \\ -0,5 & 1 & -0,5 \\ -0,5 & -0,5 & 1 \end{pmatrix} + \quad (3.8)$$

$$L_{\text{SB}} \begin{pmatrix} \cos(2\gamma_{\text{el}}) & \cos\left(2\gamma_{\text{el}} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\gamma_{\text{el}} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\gamma_{\text{el}} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\gamma_{\text{el}} - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\gamma_{\text{el}}) \\ \cos\left(2\gamma_{\text{el}} - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\gamma_{\text{el}}) & \cos\left(2\gamma_{\text{el}} - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Dabei stellen die Induktivitäten L_{SA} und L_{SB} mit dem elektrischen Rotorwinkel γ_{el} den Zusammenhang zwischen dem rotor- und statorfesten Bezugssystem her. Die Induktivität L_{SA} beschreibt den vom Rotorwinkel unabhängigen und L_{SB} den

vom Rotorwinkel abhängigen Anteil der Phaseninduktivitäten. Die Berechnung aus den dq-Induktivitäten ergibt [60]:

$$L_{SA} = \frac{1}{3} (L_d + L_q) \quad (3.10)$$

$$L_{SB} = \frac{1}{3} (L_d - L_q) \quad (3.11)$$

Für PSMs mit Oberflächenmagneten gilt $L_d = L_q$ und somit $L_{SB} = 0$. Schenkelpolläufer werden üblicherweise mit $L_d > L_q$ ausgeführt und Reluktanzmaschinen mit $L_d < L_q$, sodass L_{SB} sowohl positive als auch negative Werte annehmen kann.

Spannungsgleichungen Windungsmodell

Das Windungsmodell setzt sich aus den farblich hinterlegten Komponenten der Abbildung 3.1 zusammen. Die Spannungsgleichungen werden zunächst in Matrixform zusammengefasst:

$$\mathbf{u}_{WM} = \mathbf{R}_{WM} \mathbf{i}_{WM} + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{WM} \mathbf{i}_{WM} + \Psi_{WM,PM}) \quad (3.12)$$

Die Vektoren \mathbf{u}_{WM} , \mathbf{i}_{WM} und $\Psi_{WM,PM}$ enthalten die Spannungen, Ströme und Permanentmagnet-Flussverkettingen der Komponenten des Windungsmodells. Für die Vektoren gilt mit $\mathbf{x} \in \{\mathbf{u}, \mathbf{i}, \Psi\}$:

$$\mathbf{x}_{WM}^{13 \times 1} = \begin{pmatrix} x_F \\ \mathbf{x}_{Ph1P1} \\ \mathbf{x}_{Ph2P1} \\ \mathbf{x}_{Ph3P1} \\ \mathbf{x}_{P2} \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

Die Vektoren haben je 13 Einträge, entsprechend der Anzahl der Komponenten des Windungsmodells. Die einzelnen Elemente der Vektoren sind im Anhang unter (A.1) aufgeführt. Der erste Eintrag notiert den modellierten Fehlerfall mit dem Index F. Um das Windungsmodell kompakt zu halten, wird nur das erste Polpaar mit den Komponenten Ph1P1, Ph2P1 und Ph3P1 weiter aufgeteilt. Das zweite Polpaar wird äquivalent zu dem Phasenmodell auf Phasenebene beschrieben.

Wie in Abbildung 3.1 dargestellt, wird das erste Polpaar zunächst aufgeteilt in die jeweiligen Einzelspulen E1 und E2. Da ein Windungsschluss innerhalb der ersten Windungen einer Phase angenommen wird, wird jeweils die Einzelspule E1 weiter in die fehlerbehafteten Komponenten F1 und F2 aufgeteilt. Damit gilt

für die Vektoren $\mathbf{x}_{\text{PhyP}1}$ des Polpaars P1 mit $y \in \{1, 2, 3\}$ und für den Vektor $\mathbf{x}_{\text{P}2}$ des Polpaars P2:

$$\mathbf{x}_{\text{PhyP}1}^{3 \times 1} = \begin{pmatrix} x_{\text{PhyF}1} \\ x_{\text{PhyF}2} \\ x_{\text{PhyE}2} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{x}_{\text{P}2}^{3 \times 1} = \begin{pmatrix} x_{\text{Ph}1\text{P}2} \\ x_{\text{Ph}2\text{P}2} \\ x_{\text{Ph}3\text{P}2} \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

Für die Matrix der ohmschen Widerstände des Windungsmodells gilt:

$$\mathbf{R}_{\text{WM}}^{13 \times 13} = \begin{pmatrix} R_{\text{F}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_{\text{P}1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}_{\text{P}2} \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Der Fehlerwiderstand des Windungsschlusses ist gegeben durch R_{F} und die Widerstände der beiden Polpaare werden in den Matrizen $\mathbf{R}_{\text{P}1}$ und $\mathbf{R}_{\text{P}2}$ zusammengefasst. Die ausgeschriebenen Matrizen der ohmschen Widerstände sind im Anhang unter (A.2) - (A.6) zu finden.

Für die Matrix der Induktivitäten des Windungsmodells gilt:

$$\mathbf{L}_{\text{WM}}^{13 \times 13} = \begin{pmatrix} 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}_{\text{P}1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{L}_{\text{P}2} \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

Der Windungsschluss wird mit einem ohmschen Widerstand modelliert, weshalb keine magnetische Kopplung zwischen dem Fehlerfall und der Statorwicklung berücksichtigt werden muss. Die Induktivitäten der Polpaare P1 und P2 werden in den Matrizen $\mathbf{L}_{\text{P}1}$ und $\mathbf{L}_{\text{P}2}$ zusammengefasst. Wie bereits beschrieben wird die Kopplung zwischen den Polpaaren vernachlässigt, weshalb die Matrizen $\mathbf{L}_{\text{P}1,\text{P}2}$ und $\mathbf{L}_{\text{P}2,\text{P}1}$ gleich null sind. Die einzelnen Einträge der Matrix \mathbf{L}_{WM} sind im Anhang unter (A.7) - (A.12) notiert.

Im Folgenden wird der Zusammenhang zwischen dem Phasen- und Windungsmodell anhand der eingeführten Spannungsgleichungen exemplarisch für Phase Ph1 hergeleitet. Für die Spannungen der beiden Modelle gilt entsprechend Abbildung 3.1 der Zusammenhang:

$$u_{\text{Ph}1} = u_{\text{Ph}1\text{F}1} + u_{\text{Ph}1\text{F}2} + u_{\text{Ph}1\text{E}2} + u_{\text{Ph}1\text{P}2} \quad (3.17)$$

Die Phasenspannung u_{Ph1} des Phasenmodells wird nach Gleichung (3.6) und (3.7) berechnet:

$$u_{Ph1} = R_{Ph1} i_{Ph1} + \frac{d}{dt} \left(L_{Ph1,Ph1} i_{Ph1} + L_{Ph1,Ph2} i_{Ph2} + L_{Ph1,Ph3} i_{Ph3} + \psi_{Ph1,PM} \right) \quad (3.18)$$

Durch sukzessive Verfeinerung dieser Gleichung wird der elektromagnetische Zusammenhang von Gleichung (3.17) hergeleitet und damit das Maschinenverhalten auf Windungsebene beschrieben. Wird die Phase Ph1 in die beiden Polpaare P1 und P2 aufgeteilt, so gilt für die Spannungen:

$$u_{Ph1} = u_{Ph1P1} + u_{Ph1P2} \quad (3.19)$$

Unter Vernachlässigung der magnetischen Kopplung zwischen den Polpaaren gilt für die Spannung des ersten Polpaars:

$$u_{Ph1P1} = R_{Ph1P1} i_{Ph1P1} + \frac{d}{dt} \left(L_{Ph1P1,Ph1P1} i_{Ph1P1} + L_{Ph1P1,Ph2P1} i_{Ph2P1} + L_{Ph1P1,Ph3P1} i_{Ph3P1} + \psi_{Ph1P1,PM} \right) \quad (3.20)$$

Bei symmetrischer Ausführung der Statorwicklung gilt $u_{Ph1P1} = \frac{1}{p} u_{Ph1}$. Daraus folgt für den ohmschen Widerstand, die Eigeninduktivität und Permanentmagnetflussverkettung der Komponente Ph1P1:

$$R_{Ph1P1} = \frac{1}{p} R_{Ph1} \quad (3.21)$$

$$L_{Ph1P1,Ph1P1} = \frac{1}{p} L_{Ph1,Ph1} \quad (3.22)$$

$$\psi_{Ph1P1,PM} = \frac{1}{p} \psi_{PM} \cos(\gamma_{el}) \quad (3.23)$$

Weiterführend wird die Komponente Ph1P1 in die Einzelspulen E1 und E2 aufgeteilt, welche über die Spannungsgleichung verknüpft sind:

$$u_{Ph1P1} = u_{Ph1E1} + u_{Ph1E2} \quad (3.24)$$

Für die Spannung der Einzelspule E1 des Polpaars P1 gilt:

$$\begin{aligned}
 u_{\text{Ph1E1}} &= R_{\text{Ph1E1}} i_{\text{Ph1E1}} & (3.25) \\
 &+ \frac{d}{dt} \left(L_{\text{Ph1E1,Ph1E1}} i_{\text{Ph1E1}} + L_{\text{Ph1E1,Ph1E2}} i_{\text{Ph1E2}} \right. \\
 &+ L_{\text{Ph1E1,Ph2E1}} i_{\text{Ph2E1}} + L_{\text{Ph1E1,Ph2E2}} i_{\text{Ph2E2}} \\
 &+ L_{\text{Ph1E1,Ph3E1}} i_{\text{Ph3E1}} + L_{\text{Ph1E1,Ph3E2}} i_{\text{Ph3E2}} \\
 &\left. + \psi_{\text{Ph1E1,PM}} \right)
 \end{aligned}$$

Für die exakte Beschreibung der Induktivitäten und Permanentmagnet-Flussverketungen muss der Versatz der Einzelspulen zur Spulenmitte der jeweiligen Phasen berücksichtigt werden. In [E1] wird dieser Versatz näher beschrieben. Der elektrische Winkel zwischen zwei Nuten wird mit dem Nutenwinkel α_N beschrieben und hat den Wert $2\pi p/N$ [61]. Bei der Lochzahl $q = 2$ ist der Versatz zwischen der Einzelspule zur Spulenmitte gleich $\alpha_N/2$. Unter Berücksichtigung des Wicklungsfaktors ξ gilt für die Eigeninduktivität und die Permanentmagnet-Flussverketung:

$$L_{\text{Ph1E1,Ph1E1}} = \frac{1}{pq^2} \left(L_{\text{SA}} + \frac{L_{\text{SB}}}{\xi} \cos \left(2\gamma_{\text{el}} - \frac{2\pi}{N} \right) \right) \quad (3.26)$$

$$\psi_{\text{Ph1E1,PM}} = \frac{\psi_{\text{PM}}}{pq\xi} \cos \left(\gamma_{\text{el}} - \frac{2\pi}{N} \right) \quad (3.27)$$

Der Wicklungsfaktor mit der Strangzahl m wird wie folgt berechnet [61]:

$$\xi = \frac{\sin \left(\frac{\pi}{2m} \right)}{q \sin \left(\frac{\pi}{2mq} \right)} \quad (3.28)$$

Im Anhang wird in Abschnitt A.1.2 und A.1.3 mathematisch gezeigt, dass mit Hilfe des Wicklungsfaktors der Versatz der Einzelspulen zur Spulenmitte der Phase korrekt berücksichtigt werden kann. Zur Reduktion der Komplexität wird im Folgenden der Versatz der magnetischen Achsen nicht weiter berücksichtigt. Insbesondere durch die Notation der einzelnen magnetischen Kopplungen werden die resultierenden Matrizen sehr unübersichtlich und leisten dadurch keinen weiteren Beitrag zum Maschinenverständnis. Zusammenfassend lässt sich der

ohmsche Widerstand, die angenäherte Eigeninduktivität und Permanentmagnet-Flussverkettung der Komponente Ph1E1 berechnen durch:

$$R_{\text{Ph1E1}} = \frac{1}{pq} R_{\text{Ph1}} \quad (3.29)$$

$$L_{\text{Ph1E1,Ph1E1}} \approx \frac{1}{pq^2} L_{\text{Ph1,Ph1}} \quad (3.30)$$

$$\psi_{\text{Ph1E1,PM}} \approx \frac{\psi_{\text{PM}}}{pq} \cos(\gamma_{\text{el}}) \quad (3.31)$$

Abschließend wird die Einzelspule E1 in die fehlerbehafteten Komponenten F1 und F2 auf Windungsebene aufgeteilt. Für die Spannungen gilt der Zusammenhang:

$$u_{\text{Ph1E1}} = u_{\text{Ph1F1}} + u_{\text{Ph1F2}} \quad (3.32)$$

Die Spannung der Komponente F1 wird unter Berücksichtigung der magnetischen Kopplungen untereinander wie folgt berechnet:

$$\begin{aligned} u_{\text{Ph1F1}} = & R_{\text{Ph1F1}} i_{\text{Ph1F1}} \quad (3.33) \\ & + \frac{d}{dt} \left(L_{\text{Ph1F1,Ph1F1}} i_{\text{Ph1F1}} + L_{\text{Ph1F1,Ph1F2}} i_{\text{Ph1F2}} + L_{\text{Ph1F1,Ph1E2}} i_{\text{Ph1E2}} \right. \\ & + L_{\text{Ph1F1,Ph2F1}} i_{\text{Ph2F1}} + L_{\text{Ph1F1,Ph2F2}} i_{\text{Ph2F2}} + L_{\text{Ph1F1,Ph2E2}} i_{\text{Ph2E2}} \\ & + L_{\text{Ph1F1,Ph3F1}} i_{\text{Ph3F1}} + L_{\text{Ph1F1,Ph3F2}} i_{\text{Ph3F2}} + L_{\text{Ph1F1,Ph3E2}} i_{\text{Ph3E2}} \\ & \left. + \psi_{\text{Ph1F1,PM}} \right) \end{aligned}$$

Unter Berücksichtigung der Windungszahlen w_{Ph1F1} und w_{Ph1F2} können der ohmsche Widerstand, die angenäherte Eigeninduktivität und Permanentmagnet Flussverkettung der Komponente Ph1F1 berechnet werden:

$$R_{\text{Ph1F1}} = \frac{w_{\text{Ph1F1}}}{pqw_{\text{E}}} R_{\text{Ph1}} \quad (3.34)$$

$$L_{\text{Ph1F1,Ph1F1}} \approx \frac{w_{\text{Ph1F1}}^2}{pq^2 w_{\text{E}}^2} L_{\text{Ph1,Ph1}} \quad (3.35)$$

$$\psi_{\text{Ph1F1,PM}} \approx \frac{w_{\text{Ph1F1}} \psi_{\text{PM}}}{pqw_{\text{E}}} \cos(\gamma_{\text{el}}) \quad (3.36)$$

Äquivalent zu der elektromagnetischen Beschreibung von Phase Ph1 werden die Phasen Ph2 und Ph3 beschrieben. Die gesamten ohmschen Widerstände des Windungsmodells sind im Anhang unter (A.3) - (A.6) zu finden, die Induktivitäten unter (A.8) - (A.12) und die Permanentmagnet-Flussverkettungen unter (A.14) - (A.17).

Leistungsbilanz Windungsmodell

Die Momentanleistung einer Komponente entspricht dem Produkt aus Momentanstrom und -spannung und kann dafür verwendet werden, um die Leistungsbilanz einer elektrischen Maschine zu ermitteln [63]. Die Leistungsbilanz des Windungsmodells wird mit Hilfe der Spannungsgleichung (3.12) aufgestellt. Dazu wird diese mit dem transponierten Stromvektor \mathbf{i}_{WM}^T multipliziert:

$$\mathbf{i}_{WM}^T \mathbf{u}_{WM} = \mathbf{i}_{WM}^T \mathbf{R}_{WM} \mathbf{i}_{WM} + \mathbf{i}_{WM}^T \frac{d}{dt} \Psi_{WM} \quad (3.37)$$

Allgemein lässt sich diese Gleichung der Momentanleistungen in die Leistungsbilanz der Wirkleistungen überführen [61]:

$$P_{el} = P_{Cu} + \frac{dW_{mag}}{dt} + P_{i,mech} \quad (3.38)$$

Dafür werden weiterführend die Effektivwerte der Ströme und Spannungen der einzelnen Komponenten betrachtet. Die elektrische Leistung der Maschine beinhaltet die Wirkleistung aller einzelner Komponenten und teilt sich in die Kupferverluste, die Änderung der magnetischen Energie und die innere mechanische Leistung auf. Die Kupferverluste P_{Cu} beinhalten neben den ohmschen Verlusten der Phasenwiderstände P_{Ph} auch die Fehlerverlustleistung P_F des Windungsschlusses:

$$P_{Cu} = P_F + P_{Ph} \quad (3.39)$$

$$= \mathbf{I}_{WM}^T \mathbf{R}_{WM} \mathbf{I}_{WM} \quad (3.40)$$

Eisenverluste sowie zusätzliche Kupferverluste durch Stromverdrängung werden in der elektromagnetischen Modellbildung vernachlässigt. Für die elektromechanische Energiewandlung des Windungsmodells gilt:

$$\mathbf{I}_{WM}^T \mathbf{U}_{i,WM} = \frac{dW_{mag}}{dt} + P_{i,mech} \quad (3.41)$$

Dabei ist $\mathbf{U}_{i,WM}$ der Effektivwert der induzierten Spannung mit $\mathbf{u}_{i,WM} = \frac{d}{dt} \Psi_{WM}$. Die Multiplikation der Ströme mit der induzierten Spannung entspricht der inneren Scheinleistung der Maschine und ist gleich der Summe aus der Änderung der magnetischen Energie W_{mag} und der inneren mechanischen Leistung $P_{i,mech}$. Im stationären Betrieb ist unter Vernachlässigung der Eisenverluste die Änderung der magnetischen Energie gemittelt über eine elektrische Periode gleich null. Die innere mechanische Leistung kann dann aus der Leistungsbilanz berechnet werden:

$$\mathbf{I}_{WM}^T \mathbf{U}_{i,WM} = P_{i,mech} \quad (3.42)$$

Drehmoment Windungsmodell

Die innere mechanische Leistung bestimmt zusammen mit der mechanischen Kreisfrequenz ω_{mech} das elektromagnetische Drehmoment T_{el} [61]:

$$P_{i,mech} = \omega_{mech} T_{el} \quad (3.43)$$

Dabei ist die mechanische Kreisfrequenz über die Drehzahl n definiert mit $\omega_{mech} = 2\pi n$. Für das elektromagnetische Drehmoment des Windungsmodells gilt damit:

$$T_{el} = \frac{1}{\omega_{mech}} \mathbf{I}_{WM}^T \mathbf{U}_{i,WM} \quad (3.44)$$

Im Folgenden wird exemplarisch die Auswirkung eines Windungsschlusses im Leerlauf auf das Drehmoment berechnet. Die Phasenströme sind im Leerlauf gleich null und nach Abbildung 3.1 gilt $i_F = -i_{Ph1F1}$ und $u_F = u_{Ph1F1}$. Für den stationären Betrieb folgt daraus aus der Leistungsbilanz:

$$T_{el} = -\frac{I_F^2 (R_F + R_{Ph1F1})}{\omega_{mech}} \quad (3.45)$$

Das bedeutet, dass ein Windungsschluss im Leerlauf ein negatives Drehmoment und damit eine negative innere mechanische Leistung erzeugt. Diese deckt die Kupferverluste, welche durch den Fehlerstrom verursacht werden.

Fehlerstrom Windungsmodell

Zum besseren Verständnis des Maschinenverhaltens im Fehlerfall, wird der Fehlerstrom eines Windungsschlusses mit Hilfe der elektromagnetischen System-

beschreibung des Windungsmodells vereinfacht berechnet. Allgemein gilt für die Momentanwerte der Spannungsgleichung eines Windungsschlusses:

$$u_F = R_F \dot{i}_F \quad (3.46)$$

Im Fehlerfall berechnet sich der Strom \dot{i}_F aus der Differenz des Phasenstroms \dot{i}_{Ph1} und des Stroms \dot{i}_{Ph1F1} der kurzgeschlossenen Komponente:

$$\dot{i}_F = \dot{i}_{Ph1} - \dot{i}_{Ph1F1} \quad (3.47)$$

Zur übersichtlicheren Betrachtung der frequenzabhängigen Effekte, werden die Momentanwerten in komplexer Schreibweise betrachtet [64]. Für Gleichung (3.33) gilt in komplexer Schreibweise unter Berücksichtigung von $\underline{u}_F = \underline{u}_{Ph1F1}$ sowie der Gleichungen (3.46) und (3.47):

$$\begin{aligned} R_F \dot{i}_F &= R_{Ph1F1} (\dot{i}_{Ph1} - \dot{i}_F) \\ &+ j\omega_{el} (L_{Ph1F1,Ph1F1} (\dot{i}_{Ph1} - \dot{i}_F) + L_{Ph1F1,Ph1F2P1} \dot{i}_{Ph1F2} + L_{Ph1F1,Ph1E2} \dot{i}_{Ph1E2} \\ &+ L_{Ph1F1,Ph2P1} \dot{i}_{Ph2P1} + L_{Ph1F1,Ph3P1} \dot{i}_{Ph3P1}) + \omega_{el} \psi_{Ph1F1,PM} \end{aligned} \quad (3.48)$$

Vereinfachend wird der Fehlerstrom im Leerlaufbetrieb berechnet:

$$R_F \dot{i}_F = -R_{Ph1F1} \dot{i}_F - j\omega_{el} L_{Ph1F1,Ph1F1} \dot{i}_F + \omega_{el} \psi_{Ph1F1,PM} \quad (3.49)$$

Zur Einteilung unterschiedlicher Schweregrade eines Windungsschlusses wird die komplexe Impedanz \underline{Z}_{F1} eingeführt:

$$\underline{Z}_{F1} = R_{Ph1F1} + j\omega_{el} L_{Ph1F1} \quad (3.50)$$

Diese beschreibt frequenzabhängig das Verhalten der kurzgeschlossenen Windungen. Für Windungsschlüsse mit geringem Schweregrad ist der Fehlerwiderstand R_F sehr viel größer als die Impedanz der kurzgeschlossenen Windungen und es gilt $|\underline{Z}_{F1}| \ll R_F$. Der Fehlerstrom kann dann angenähert werden mit:

$$\dot{i}_F = \frac{\omega_{el} \psi_{Ph1F1,PM}}{R_F} \quad (3.51)$$

Durch das ohmsche Verhalten der kurzgeschlossenen Windungen ist der Fehlerstrom in Phase mit der induzierten Spannung. Der komplexe Fehlerstrom hat einen rein realen Anteil und ist proportional zur Kreisfrequenz.

Pflanzt sich der Windungsschluss weiter fort, so steigert sich der Schweregrad und der Fehlerwiderstand R_F wird kleiner. Gilt $|\underline{Z}_F| \gg R_F$ so ist der Fehlerstrom weiterhin frequenzabhängig. Abhängig von der Kreisfrequenz wird jedoch die Phasenlage und Amplitude durch das induktive Verhalten beeinflusst:

$$\dot{i}_F = \frac{\omega_{el} \psi_{Ph1F1,PM}}{R_{Ph1F1} + j\omega_{el} L_{Ph1F1}} \quad (3.52)$$

Für kleine Drehzahlen dominiert der ohmsche Widerstand R_{Ph1F1} der kurzgeschlossenen Windungen:

$$\dot{i}_F = \frac{\omega_{el} \psi_{Ph1F1,PM}}{R_{Ph1F1}} \quad (3.53)$$

Äquivalent zu Gleichung (3.51) ist in diesem Fall der Fehlerstrom proportional zur Kreisfrequenz. Für große Drehzahlen dominiert das induktive Verhalten der kurzgeschlossenen Windungen, wodurch der Fehlerstrom unabhängig von der Kreisfrequenz auf einen Maximalwert begrenzt wird:

$$\dot{i}_F = \frac{\psi_{Ph1F1,PM}}{jL_{Ph1F1}} \quad (3.54)$$

Entsprechend der vorangegangenen Systembeschreibung kann dieser Maximalwert mit Hilfe der Windungszahlen angenähert werden:

$$|\dot{i}_{F,max}| \approx \frac{q w_E}{w_F} \frac{\psi_{PM}}{L_d} \quad (3.55)$$

Dabei entspricht $q w_E$ der Windungszahl eines Polpaars und der maximale Fehlerstrom hängt von der Anzahl kurzgeschlossener Windungen w_F ab. Zum Vergleich kann der Fehlerstrom eines dreiphasigen Kurzschlusses herangezogen werden mit ψ_{PM}/L_d . Dieser Wert wird erreicht, wenn die gesamten Windungen eines Polpaars kurzgeschlossen werden und führt zu der Annahme zurück, dass die magnetische Kopplung der Polpaare vernachlässigt wird.

Abbildung 3.2 visualisiert den Fehlerstrom nach Gleichung (3.51) in Blau und nach Gleichung (3.52) in Rot. Die blaue Kurve veranschaulicht den linearen Zusammenhang zwischen der Amplitude des Fehlerstroms und der Kreisfrequenz. Die rote Kurve zeigt, dass bei einem sehr kleinen Fehlerwiderstand die Amplitude des Fehlerstroms zunächst ebenfalls linear ansteigt, dann aber durch das zunehmend induktive Verhalten der Impedanz sich asymptotisch dem Maximalwert $|\dot{i}_{F,max}|$ annähert.

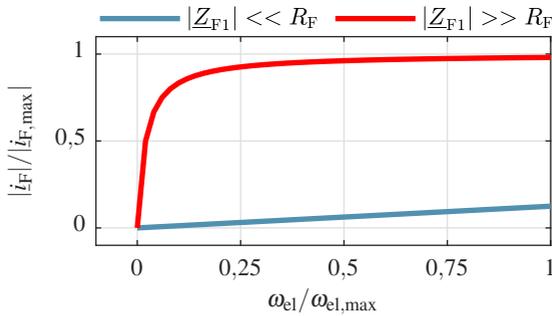


Abbildung 3.2: Betrag des Fehlerstroms $|i_F|$ für verhältnismäßig kleine und große Fehlerwiderstände R_F in Bezug auf den Betrag der Impedanz $|Z_{F1}|$, aufgetragen über die elektrische Kreisfrequenz ω_{el}

Für die Abschätzung des Fehlerstroms außerhalb des Leerlaufbetriebs wird die Phasenspannung verwendet. Allgemein kann für große Fehlerwiderstände mit $|Z_{F1}| \ll R_F$ ein Spannungsteiler angenommen werden:

$$u_F = \frac{w_F}{w_{Ph}} u_{Ph} \quad (3.56)$$

Der Fehlerstrom berechnet sich dann mit der angenäherten Spannung u_F wie folgt:

$$i_F = \frac{w_F}{w_{Ph}} \frac{u_{Ph}}{R_F} \quad (3.57)$$

Diese Annäherung schätzt die Amplitude des Fehlerstroms nach oben ab, da allgemein der Fehlerstrom entsprechend dem Lenz'schen Gesetz entgegen der induzierten Spannung wirkt [65]. Für verhältnismäßig kleine Fehlerwiderstände dämpft zusätzlich zu dem Fehlerwiderstand die komplexe Impedanz Z_{F1} den Fehlerstrom.

Fehlerverlustleistung Windungsmodell

Ein Windungsschluss erzeugt die lokale Fehlerverlustleistung P_F , welche die Ausbreitung des Fehlerfalls maßgeblich beeinflusst. Die Fehlerverlustleistung berechnet sich aus dem Fehlerstrom I_F und dem Fehlerwiderstand R_F :

$$P_F = I_F^2 R_F \quad (3.58)$$

Äquivalent zum Fehlerstrom, kann die Fehlerverlustleistung mit dem Spannungsteiler nach Gleichung (3.56) angenähert werden:

$$P_F = \frac{w_F^2}{w_{Ph}^2} \frac{U_{Ph}^2}{R_F} \quad (3.59)$$

Diese Annäherung gilt wie bereits beschrieben nur für $|Z_{F1}| \ll R_F$. Für sehr kleine Fehlerwiderstände begrenzt das induktive Verhalten der kurzgeschlossenen Windungen den Fehlerstrom auf einen Maximalwert. Dadurch ist für den theoretischen Fall $R_F = 0$ die Fehlerverlustleistung P_F ebenfalls gleich null. Für die Berechnung der Verlustleistung P_{Ph1F1} der kurzgeschlossenen Windungen gilt:

$$P_{Ph1F1} = I_{Ph1F1}^2 R_{Ph1F1} \quad (3.60)$$

Der Momentanwert i_{Ph1F1} kann durch die Stromdifferenz zwischen i_{Ph1} und i_F ausgedrückt werden. Im fehlerfreien Fall verursacht nur der Phasenstrom i_{Ph1} die Verlustleistung P_{Ph1F1} . Für den Sonderfall $i_{Ph1} = i_F$ ist die Verlustleistung in den kurzgeschlossenen Windungen gleich null und für $i_{Ph1} = 2i_F$ ist die Verlustleistung der kurzgeschlossenen Windungen gleich dem fehlerfreien Fall.

3.1.2 Analytische Systembeschreibung sechsphasiger PSMs

Elektrische Maschinen werden meist dreiphasig ausgeführt, da dies einem technischen Minimalssystem entspricht. Zur Steigerung der Zuverlässigkeit durch Redundanz ist es sinnvoll, mehrphasige Maschinen zu verwenden [66]. Insbesondere ist dabei die Verwendung von mehrfach dreiphasigen Systemen interessant, da auf gängige Komponenten, wie zum Beispiel dreiphasige Frequenzumrichter, zurückgegriffen werden kann. In dieser Arbeit wird neben der Fehlertoleranz dreiphasiger PSMs gegenüber Windungsschlüssen auch die erweiterten Möglichkeiten von PSMs mit zweifach dreiphasigen Statorwicklungen untersucht. Es gibt unterschiedliche Möglichkeiten, diese sechsphasigen Statorwicklungen aus zwei dreiphasigen Teilsystemen zu entwerfen. Die beiden hier betrachteten

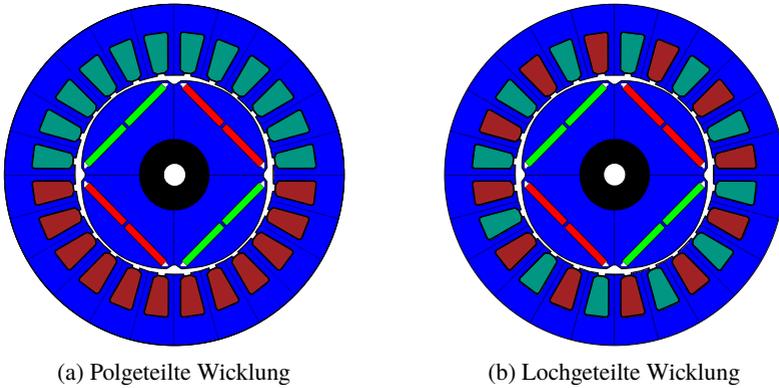


Abbildung 3.3: Ausführungen der beiden sechsphasigen Statorwicklungen mit zwei dreiphasigen Teilsystemen, eingezeichnet in dem Schnitt der Prüfungsmaschine

Statorwicklungen werden entsprechend ihrer Ausführung als pol- und lochgeteilte Wicklung bezeichnet. Die Modellbildung der beiden sechsphasigen Maschinen bezieht sich im Gegensatz zu der dreiphasigen PSM nur auf die fehlerfreie Statorwicklung. Mit den vorangegangenen Erkenntnissen ist dies ausreichend, um die Auswirkungen von Windungsschlüssen zu bewerten. Die beiden Ausführungen werden im rotororientierten dq-System beschreiben, wobei sich das dq1-System auf das erste und das dq2-System auf das zweite dreiphasige Teilsystem bezieht. Abbildung 3.3 zeigt die Aufteilung der Statorwicklung in die beiden Teilsysteme.

Polgeteilte PSM

Bei der Systembeschreibung der dreiphasigen Maschine wurde angenommen, dass die beiden Polpaare magnetisch nicht miteinander koppeln. Diese Vereinfachung gilt somit auch für die Grundwellenbetrachtung der polgeteilten Maschine.

Dadurch können die beiden dreiphasigen Teilsysteme unabhängig voneinander beschrieben werden. Für die dq-Spannungen der beiden Systeme gilt:

$$u_{d1} = R_{Ph}i_{d1} - \omega_{el} (L_{q1}i_{q1}) \quad (3.61)$$

$$u_{q1} = R_{Ph}i_{q1} + \omega_{el} (L_{d1}i_{d1} + \psi_{PM1}) \quad (3.62)$$

$$u_{d2} = R_{Ph}i_{d2} - \omega_{el} (L_{q2}i_{q2}) \quad (3.63)$$

$$u_{q2} = R_{Ph}i_{q2} + \omega_{el} (L_{d2}i_{d2} + \psi_{PM2}) \quad (3.64)$$

Die Spannungen u_{d1} und u_{q1} hängen von den Strömen i_{d1} und i_{q1} ab und nicht von den Strömen des dq2-Systems. Entsprechendes gilt für die Spannungen u_{d2} und u_{q2} . Das Drehmoment der polgeteilten Maschine berechnet sich durch:

$$T_{el} = \frac{3}{2}p \left((\psi_{d1}i_{q1} - \psi_{q1}i_{d1}) + (\psi_{d2}i_{q2} - \psi_{q2}i_{d2}) \right) \quad (3.65)$$

$$= \frac{3}{2}p \left((\psi_{PM1}i_{q1} + (L_{d1} - L_{q1}) i_{d1}i_{q1}) \right. \\ \left. + (\psi_{PM2}i_{q2} + (L_{d2} - L_{q2}) i_{d2}i_{q2}) \right) \quad (3.66)$$

Das Drehmoment setzt sich aus den Anteilen der beiden Teilsysteme zusammen. Die jeweiligen Anteile können unabhängig voneinander eingestellt werden. In [E2] wird gezeigt, dass die vereinfachte Annahme der magnetischen Kopplung für die Analyse des Grundwellenverhaltens sinnvoll ist. Für die präzise Analyse harmonischer Oberschwingungen muss jedoch die Kopplung der beiden Systeme berücksichtigt werden, was im Rahmen dieser Arbeit mit Hilfe numerischer Simulationen erfolgt ist.

Die Induktivitäten und die Permanentmagnet-Flussverkettungen können ausgehend von der dreiphasigen Maschine bestimmt werden:

$$L_{d1} = L_{d2} = \frac{1}{2}L_d \quad (3.67)$$

$$L_{q1} = L_{q2} = \frac{1}{2}L_q \quad (3.68)$$

$$\psi_{PM1} = \psi_{PM2} = \frac{1}{2}\psi_{PM} \quad (3.69)$$

Lochgeteilte PSM

Die analytischen Systemgleichungen der lochgeteilten PSM auf Windungsebene wurden in [E3] vorgestellt und basieren auf [60]. Für die Spannungsgleichungen der beiden Teilsysteme gilt:

$$u_{d1} = R_{Ph}i_{d1} - \omega_{el} (L_{q1}i_{q1} + M_{q1q2}i_{q2}) \quad (3.70)$$

$$u_{q1} = R_{Ph}i_{q1} + \omega_{el} (L_{d1}i_{d1} + M_{d1d2}i_{d2} + \psi_{PM1}) \quad (3.71)$$

$$u_{d2} = R_{Ph}i_{d2} - \omega_{el} (L_{q2}i_{q2} + M_{q2q1}i_{q1}) \quad (3.72)$$

$$u_{q2} = R_{Ph}i_{q2} + \omega_{el} (L_{d2}i_{d2} + M_{d2d1}i_{d1} + \psi_{PM2}) \quad (3.73)$$

Im Gegensatz zur polgeteilten Maschine sind hier zusätzlich die Koppelinduktivitäten M_{q1q2} , M_{d1d2} , M_{q2q1} und M_{d1d1} enthalten. Dadurch können die Spannungen u_{dq1} und u_{dq2} nicht mehr unabhängig voneinander eingestellt werden. Die Koppelinduktivitäten müssen ebenfalls für die Drehmomentberechnung berücksichtigt werden:

$$T_{el} = \frac{3}{2}P \left((\psi_{d1}i_{q1} - \psi_{q1}i_{d1}) + (\psi_{d2}i_{q2} - \psi_{q2}i_{d2}) \right) \quad (3.74)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{3}{2}P \left((\psi_{PM1}i_{q1} + (L_{d1} - L_{q1})i_{d1}i_{q1} + M_{d1d2}i_{d2}i_{q1} - M_{q1q2}i_{q2}i_{d1}) \right. \\ &\quad \left. + (\psi_{PM2}i_{q2} + (L_{d2} - L_{q2})i_{d2}i_{q2} + M_{d2d1}i_{d1}i_{q2} - M_{q2q1}i_{q1}i_{d2}) \right) \end{aligned} \quad (3.75)$$

Ausgehend von den Parametern der dreiphasigen Maschine, können die Induktivitäten und die Permanentmagnet-Flussverketzung analytisch berechnet werden. Alternativ dazu können diese messtechnisch oder mit Hilfe numerischer Simulationen bestimmt werden. Wie in [E3] beschrieben, werden die Achsen hier so definiert, dass d1 und d2 sowie q1 und q2 jeweils in die gleiche Richtung zeigen. Daraus folgt, dass es keine Kopplung zwischen den d12- und q12-Achsen gibt. Für die Induktivitäten und Permanentmagnet-Flussverketzungen gilt:

$$L_{d1} = L_{d2} = M_{d1d2} = M_{d2d1} \quad (3.76)$$

$$L_{q1} = L_{q2} = M_{q1q2} = M_{q2q1} \quad (3.77)$$

$$\psi_{PM1} = \psi_{PM2} \quad (3.78)$$

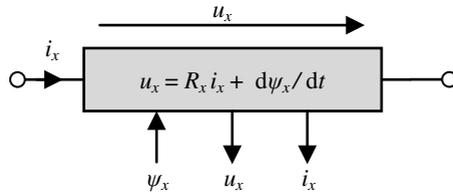


Abbildung 3.4: Implementierung einer Komponente der Statorwicklung mit der allgemeinen differentiellen Spannungsgleichung einer Spule als Grundlage des physikalischen Verhaltens

3.1.3 Implementierung analytischer Systembeschreibung

Die analytischen Systemgleichungen werden in MATLAB[®] Simulink[®] implementiert [D1]. Innerhalb der grafischen Simulationsumgebung Simulink[®] wird die akasuale Erweiterung Simscape[™] verwendet, welche für die Simulation physikalischer Systeme geeignet ist.

Der Vorteil einer akasualen Implementierung liegt in dem ungerichteten Informationsfluss und damit verbunden in der physikalischen Verknüpfung unterschiedlicher Domänen [67]. Die unterschiedlichen Domänen können über die jeweiligen Fluss- und Potentialgrößen miteinander gekoppelt werden. In der elektrischen Domäne entspricht der Strom i der Flussgröße und die Spannung u der Potentialgröße. Zum Lösen des akasualen Simulationsmodells liegen die gewöhnlichen Differentialgleichungen zugrunde, welche aus der analytischen Systembeschreibung resultieren.

Abbildung 3.4 zeigt exemplarisch die Implementierung einer Spule der Statorwicklung. Die Variable x steht dabei für eine Komponente des vorgestellten Windungsmodells.

Die Differentialgleichung einer Komponente der elektrischen Domäne entspricht der allgemeinen Spannungsgleichung einer Spule. Als Eingang erhält die Komponente die jeweilige Flussverketzung, welche zu jedem Simulationszeitschritt berechnet wird. Die Flussverkettungen werden nach Gleichung (3.12) aus dem Stromvektor \mathbf{i}_{WM} , der Induktivitätsmatrix \mathbf{L}_{WM} , der Permanentmagnet-Flussverketzung $\Psi_{WM,PM}$ und der Simulationszeit t berechnet.

Das resultierende Simulationsmodell entspricht der Verknüpfung aller einzelnen Komponenten zu der Statorwicklung nach Abbildung 3.1. Unterschiedliche Fehlerfälle können untersucht werden, indem zusätzliche Fehlerpfade geschaffen

werden, wie beispielsweise durch den in Abbildung 3.1 bereits eingezeichneten Windungsschluss. Diese Fehlerpfade müssen nicht nur rein ohmsch sein, sondern können durch weitere passive Bauelemente ergänzt werden. Zusätzlich können mit dem Maschinenmodell neben Kurzschlüssen auch Unterbrechungen simuliert werden.

Elektrische Maschinen werden in der Anwendung als drehzahlvariabler Antrieb meist stromgeregelt von einem Spannungsumrichter gespeist. Der ungerichtete Informationsfluss des Maschinenmodells ermöglicht es nun, entweder Strom- oder Spannungsquellen für den Betrieb zu verwenden. Diese Flexibilität ist vorteilhaft, um das Maschinenverhalten im Fehlerfall abhängig von dem Stromregler untersuchen zu können. Die Verwendung von Stromquellen entspricht dabei dem Betrieb mit einem idealem Stromregler, was mit Spannungsquellen nur näherungsweise umsetzbar ist. Für diesen Fall sind neben den Flussverkettungen auch die Ströme Eingangsgrößen und die Spannungen werden entsprechend der Differentialgleichungen berechnet. Werden Spannungsquellen inklusive Stromregler für den Betrieb verwendet, so kann der reale Betrieb untersucht werden. Dann sind neben den Flussverkettungen auch die Spannungen Eingangsgrößen und die Ströme der jeweiligen Komponenten werden aus den Differentialgleichungen berechnet.

3.1.4 Numerische Maschinenmodelle

Zur detaillierten Nachbildung des Maschinenverhaltens im Fehlerfall werden numerische Simulationsmodelle verwendet, welche mit Hilfe der Finite Elemente Methode (FEM)-Verfahren berechnet werden [68]. Diese FEM-Modelle benötigen im Vergleich zu den analytischen Modellen mehr Rechenzeit, was in dieser Arbeit abhängig von Einschwingvorgängen mindestens dem Faktor 200 entspricht. Im Gegensatz zu den vorgestellten analytischen Systemgleichungen berücksichtigen die FEM-Modelle den nichtlinearen magnetischen Kreis, durch Geometrie bedingte Oberwellen und die Lage des Windungsschlusses innerhalb der Nut. Zusätzlich können Stromverdrängungseffekte wie zum Beispiel Skin- oder Proximity-Effekte innerhalb einzelner Leiter berücksichtigt werden, was hier jedoch aufgrund der geringen Grundfrequenz vernachlässigt wird. Für die numerische Simulation wird die Software Flux-2D von Altair verwendet [D2]. In Abbildung 3.5 ist der zweidimensionale Querschnitt der untersuchten PSM mit dreiphasiger Wicklung zu sehen. Die Farben der Nuten stimmen dabei mit den Farben der drei Phasen aus Abbildung 3.1 überein.

Die Abbildung zeigt, dass die Lage der einzelnen Leiter innerhalb der Nut nicht berücksichtigt wird und somit über den Füllfaktor das Verhältnis zwischen Kupfer-

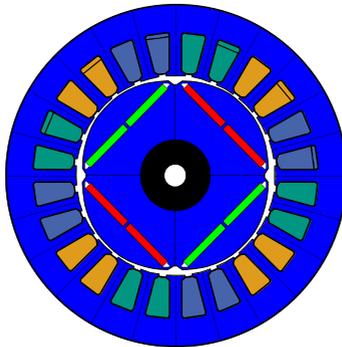


Abbildung 3.5: Maschinengeometrie des numerischen Maschinenmodells der dreiphasigen Prüflingsmaschine mit den aufgeteilten Nutflächen jeweils der ersten Einzelspule aller drei Phasen, zur Simulation von Windungsschlüssen

und Nutfläche bestimmt wird. Das zugrundeliegende elektrische Ersatzschaltbild der Statorwicklung entspricht ebenfalls Abbildung 3.1. Deshalb werden die zugehörigen Nuten der ersten Einzelspule einer Phase entsprechend der analytischen Systembeschreibung in zwei Teilbereiche unterteilt. Das Verhältnis der beiden Teilbereiche entspricht dem Verhältnis zwischen kurzgeschlossener und verbleibender Windungszahl w_{F1}/w_{F2} . Entsprechend der realen Prüflingsmaschine liegt der durch einen Windungsschluss kurzgeschlossene Teil am Statorjoch. Das Polpaar P1 der Maschine ist in der oberen Hälfte und das Polpaar P2 ist in der unteren Hälfte platziert. Neben Windungsschlüssen können mit dem FEM-Modell ebenfalls weitere Statorfehler wie Phasen- oder Erdschlüsse simuliert werden. Zudem können auch Rotorfehler wie Rotorextrazentritäten oder asymmetrische Entmagnetisierungen untersucht werden.

Für die Simulation der fehlerfreien Maschinen ist es sinnvoll, Periodizitäten auszunutzen, um die Rechenzeit zu reduzieren. Bei der Simulation von Fehlerfällen wird jedoch explizit eine Asymmetrie untersucht, weshalb das Vollmodell wie abgebildet berücksichtigt werden muss. Das FEM-Modell wird von Stromquellen gespeist, was dem Betrieb mit einem idealen Stromregler entspricht. Abhängig von dem Schweregrad des simulierten Fehlerfalls muss ein Einschwingvorgang des Fehlerstroms berücksichtigt werden. Die FEM-Modelle der pol- und lochgeteilten sechsphasigen Maschinen sind äquivalent zu dem der dreiphasigen Maschine aufgebaut, mit dem Unterschied der aufgeteilten Statorwicklung nach Abbildung 3.3.

3.2 Thermische Modellbildung

Es gibt unterschiedliche Möglichkeiten zur thermischen Modellierung elektrischer Maschinen mit Windungsschlüssen. Zum einen können die Ansätze in analytische und numerische Beschreibungen unterteilt werden und zum anderen in zwei- und dreidimensionale Betrachtungen der Maschine. In [69] wird ein zweidimensionales analytisches Modell vorgestellt und in [70] ein zweidimensionales numerisches Modell. Beide Modelle vernachlässigen damit die axiale Fehlerposition, welche einen großen Einfluss auf die Maximaltemperatur hat. Zudem wird die gesamte Masse der einzelnen Leiter in einer zweidimensionalen Ebene konzentriert, wodurch der lokale Einfluss eines Windungsschlusses nicht realitätsgetreu beschrieben werden kann. In [71] wird ein dreidimensionales numerisches Modell vorgestellt. Dadurch wird der lokale Einfluss eines Windungsschlusses präziser erfasst, jedoch ist das Lösen des Modells sehr rechenintensiv.

In der vorliegenden Arbeit wird deshalb ein dreidimensionales analytisches Maschinenmodell verwendet, welches von Hoffmann et al. erstmals in [E4] vorgestellt wurde. Dieses Modell basiert auf dem erweiterten Schichtmodell [72] sowie dessen axialer Ausdehnung [73] und wird im Folgenden näher erläutert. Dazu werden zunächst Grundlagen der Thermodynamik eingeführt und anschließend der Modellaufbau sowie die Implementierung beschrieben.

3.2.1 Grundlagen Thermodynamik

Zur thermischen Beschreibung elektrischer Maschinen wird zunächst als Teil der thermodynamischen Grundlagen die Wärmeübertragung, die Wärmekapazität und das thermische Netzwerk eingeführt. Die Grundlagen zur Thermodynamik basieren auf [74] und die Beschreibung der Wärmeübertragung auf [75].

Wärmeübertragung

Die Wärmeübertragung bedingt einen Energietransfer in Form von Wärme aufgrund einer Temperaturdifferenz. Allgemein kann die Wärmeübertragung zwischen Wärmeleitung und Wärmestrahlung unterschieden werden.

Bei der Wärmeleitung wird weiter zwischen ruhenden Stoffen und strömenden Fluiden unterschieden. Die Wärmeübertragung ist bei ruhenden Stoffen nur von der Temperaturdifferenz und den Stoffeigenschaften abhängig. Der Wärmestrom

\dot{Q} entlang x durch einen Quader mit der Querschnittsfläche A und der Wärmeleitfähigkeit λ berechnet sich nach dem Fourier'schen Gesetz durch:

$$\dot{Q} = -\lambda A \frac{d\vartheta}{dx} \quad (3.79)$$

Mit der Temperatur ϑ als Potentialgröße und dem Wärmestrom \dot{Q} als Flussgröße, lässt sich der thermische Widerstand R_{th} des Quaders mit der Dicke d bestimmen:

$$R_{\text{th}} = \frac{d}{\lambda A} \quad (3.80)$$

Bei einem strömenden Fluid entsteht die Wärmeleitung durch Wärmetransport zwischen einer Wand und dem Fluid. Zur besseren Unterscheidung wird dieser Vorgang auch Wärmeübertragung bei Konvektion genannt, welcher sich weiter in die freie und erzwungene Konvektion unterteilt. Allgemein berechnet sich bei Konvektion mit dem Wärmeübertragungskoeffizient α der Wärmestrom \dot{Q} durch die Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$:

$$\dot{Q} = \alpha A \Delta\vartheta \quad (3.81)$$

Der thermische Widerstand R_{th} ist dabei $\frac{1}{\alpha A}$. Wärmeübertragung durch Konvektion spielt sowohl bei luft- also auch bei wassergekühlten Maschinen eine große Rolle [76]. Bei wassergekühlten Maschinen ist aufgrund des größeren Wärmeübertragungskoeffizienten die Temperatur des Statorgehäuses gleichmäßiger verteilt. Die Wärmestrahlung erfolgt ohne stoffliche Übertragung und wird nur durch elektromagnetische Wellen zwischen zwei Oberflächen übertragen. Abhängig von dem Temperaturniveau der Maschine, kann diese Art der Wärmeübertragung vergleichbare Werte wie bei freier Konvektion annehmen.

Wärmekapazität

Die Wärmekapazität C_{th} eines Körpers beschreibt das Verhältnis zwischen zugeführter Wärme ΔQ und resultierender Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$:

$$C_{\text{th}} = \frac{\Delta Q}{\Delta\vartheta} \quad (3.82)$$

Für homogene Körper lässt sich die Wärmekapazität aus dem Produkt der spezifischen Wärmekapazität c_{th} und der Masse m berechnen. Die gesamte Wärmekapazität C_{th} eines Körpers mit der Masse m ist dann:

mekapazität eines Körpers, welche sich aus mehreren Teilkörpern zusammensetzt, kann durch die Summe der jeweiligen Teilkapazitäten berechnet werden.

Thermisches Netzwerk

Zur thermischen Beschreibung einer elektrischen Maschine ist es sinnvoll, diese in Teilkörper aufzuteilen und anschließend als thermisches Netzwerk zu betrachten [52]. Die Teilkörper werden mit einem sogenannten T-Ersatzschaltbild modelliert. Jeder Teilkörper wird dabei durch eine Wärmequelle, eine Wärmekapazität und thermische Widerstände entsprechend der Anschlusspfade beschrieben. Die Wärmequelle speist über einen thermischen Widerstand Energie in das Netzwerk ein oder nimmt diese auf. Der thermische Widerstandswert ist dabei negativ, um eine gleichverteilte Wärmeübertragung bei diskreter Einspeisung nachbilden zu können [72]. Die Wärmekapazität ist abhängig von der Masse und den Stoffeigenschaften des Teilkörpers. Die thermischen Widerstände verbinden die Wärmequelle nach außen und bestimmen den Durchlasswiderstand des Teilkörpers.

3.2.2 Modellaufbau und Implementierung

Das thermische Maschinenmodell zur dreidimensionalen Untersuchung von Wundungsschlüssen basiert auf dem erweiterten Schichtmodell. Allgemein wird beim Schichtmodell die Nut vereinfacht als Kombination einzelner Schichten dargestellt. Die Nutform wird zu einem Trapez abstrahiert und die Querschnittsflächen der jeweiligen Komponenten bleiben erhalten. Beim erweiterten Schichtmodell wird die Nut weiter in die vier Richtungen nach oben (Joch), unten (Nutöffnung), links (Zahn) und recht (Zahn) eingeteilt. Zudem wird die Nut in eine beliebige Anzahl homogener Schichten unterteilt. Jede Schicht besteht aus einer mittigen Kupferschicht, zwei Schichten Isolationslack und zwei Schichten Epoxidharz. Abbildung 3.6 zeigt die vereinfachte Darstellung der Nut mit den vier eingeführten Richtungen und zwei Schichten in radialer Richtung.

Jede Richtung wird zur besseren Übersicht mit nur zwei Schichten dargestellt. Im verwendeten Simulationsmodell wird jede Richtung mit sechs Schichten angenähert, was dem besten Verhältnis zwischen Genauigkeit und Simulationszeit entspricht [72]. Zusätzlich ist ein exemplarischer Fehlerfall entlang der Joch-Richtung eingezeichnet, welcher die Fehlerverlustleistung P_F einspeist. Der Ort des Fehlerfalls kann variabel verändert werden und die thermischen Widerstände der beteiligten Schichten werden entsprechend angepasst. Das erweiterte Schicht-

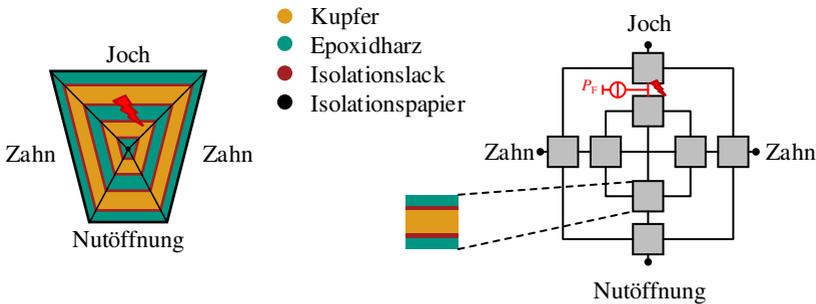


Abbildung 3.6: Aufbau des zweidimensionalen erweiterten Schichtmodells mit den festgelegten vier Richtungen, der Materialaufteilung innerhalb der Nut und einem exemplarischen Fehlerfall

modell beschreibt das thermische Verhalten zweidimensional in einem radialen Schnittbild der Maschine. Nachfolgend wird dieses Schnittbild Segment genannt. Um das thermische Verhalten in axialer Richtung beschreiben zu können, werden die axial unterteilten Segmente thermisch miteinander verknüpft. Das resultierende dreidimensionale Modell ist in Abbildung 3.7 zu sehen.

Der Bereich im Eisenblech und Wickelkopf wird jeweils in acht Segmente unterteilt. Die Länge der jeweiligen Segmente wird in den thermischen Widerständen berücksichtigt, welche die Segmente miteinander verknüpfen. Das Segment mit Windungsschluss wird weiter in zwei fehlerfreie Teile H und einen fehlerbehafteten Teil F aufgeteilt. Insgesamt besteht das Modell dadurch aus 720 Teilkörpern. Über die axiale Länge des fehlerbehafteten Teils kann die Querschnittsfläche des Windungsschlusses bestimmt werden. Die Segmente im Wickelkopf können keine Wärme in radiale Richtung abgeben, da zwischen der äußersten Schicht und dem Statorgehäuse Luft als idealer Isolator angenommen wird. Der erzeugte Wärmestrom im Wickelkopf wird somit in Richtung des Eisenblechs abgeführt. Zusätzlich wird angenommen, dass es keinen Wärmeaustausch zwischen unterschiedlichen Einzelpulen und ebenfalls nicht zwischen Stator und Rotor gibt. Die Außentemperatur des Statorjochs wird als konstant angenommen und die Eisenverluste im Blechpaket werden als gleichverteilt betrachtet. Die Kupferverluste einer Kupferschicht sind proportional zu ihrer Masse in Bezug auf die gesamte Kupfermasse.

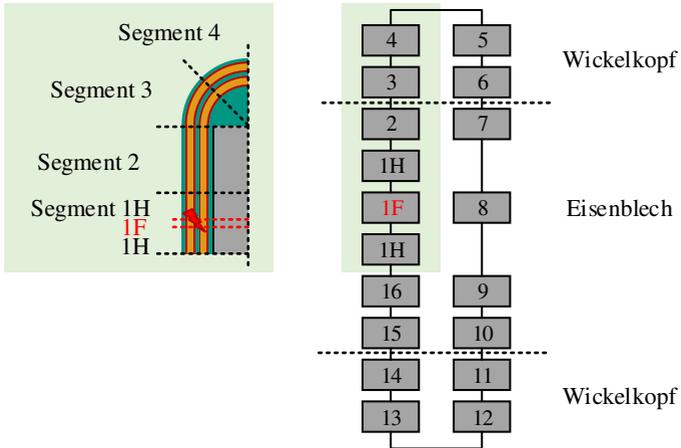


Abbildung 3.7: Axiale Verknüpfung der einzelnen Segmente des erweiterten Schichtmodells zu einem dreidimensionalen Modell, mit einem exemplarischen Windungsschluss und der daraus resultierenden Aufteilung von Segment 1

Das thermische Modell wird wie das elektromagnetische Modell in der physikalischen Simulationsumgebung MATLAB® Simscape™ implementiert [D1], was eine effiziente Kopplung beider Modelle ermöglicht. Die berechneten Verlustleistungen des elektromagnetischen Modells werden somit als Eingangsgrößen für das thermische Modell verwendet.

Kapitel 4

Auswirkungen von Windungsschlüssen

In diesem Kapitel werden die elektromagnetischen und thermischen Auswirkungen von Windungsschlüssen beschrieben. Verwendet werden dazu die vorgestellten analytischen Maschinenmodelle der elektromagnetischen und thermischen Domäne. Windungsschlüsse erzeugen eine statorfeste Asymmetrie und verändern dadurch das Maschinenverhalten. Die Beschreibung der elektromagnetischen Auswirkungen beinhaltet den Fehlerstrom, die Fehlerverlustleistung, die Grundschiwingung der Phasenspannung, die zweiten harmonischen Oberschwingungen der dq-Spannungen und das elektromagnetische Drehmoment. Zum besseren Verständnis von Wicklungsschlüssen werden die elektromagnetischen Auswirkungen von Windungs-, Phasen- und Erdschlüssen miteinander verglichen. Die Erkenntnisse der elektromagnetischen Auswirkungen werden für den Entwurf der fehlertoleranten Regelung in Kapitel 5 verwendet. Insbesondere für die Abschätzung des Schweregrades und die Auslegung der Regelstrategie sind diese Erkenntnisse relevant. Die Untersuchung der thermischen Auswirkungen bezieht sich auf den lokalen Temperaturanstieg, welcher durch einen Windungsschluss verursacht wird. Dabei wird primär auf die Abhängigkeit von der Fehlerverlustleistung und Fehlerposition eingegangen. Die gewonnenen Erkenntnisse werden daraufhin verwendet, um eine thermische Randbedingung für die fehlertolerante Regelung festzulegen.

4.1 Elektromagnetische Auswirkungen

Zur Untersuchung der elektromagnetischen Auswirkungen wird das elektromagnetische Maschinenmodell verwendet, welches auf der analytischen Systembeschreibung aus Abschnitt 3.1.1 basiert. Betrachtet werden zunächst die elektromagnetischen Größen der dreiphasigen PSM. Anschließend werden damit Rückschlüsse auf die Auswirkungen bei pol- und lochgeteilter Ausführung der Statorwicklung gezogen. Es kann analytisch gezeigt werden, dass durch Windungsschlüsse zweite und vierte harmonische Oberschwingungen in den dq-Spannungen entstehen [77]. Dabei sind die Amplituden der zweiten Harmonischen stärker ausgeprägt als die der vierten Harmonischen. Des Weiteren ist bei der untersuchten Maschine die zweite Harmonische in q-Richtung stärker ausgeprägt als diejenige in d-Richtung, was durch das Verhältnis der dq-Induktivitäten mit $L_d < L_q$ bedingt ist. Aufgrund der starken Ausprägung ist die Amplitude ${}^2\hat{u}_q$ von zentraler Bedeutung zur Charakterisierung von Windungsschlüssen. Daher werden die elektromagnetischen Auswirkungen in diesem Abschnitt in Bezug auf ${}^2\hat{u}_q$ vorgestellt. Eine detaillierte Beschreibung beider messtechnisch erfassten Oberschwingungen ist in Abschnitt 7.2.2 zu finden.

Zur besseren Übersicht werden im Folgenden die elektromagnetischen Auswirkungen als bezogene Größen dargestellt und beziehen sich auf den Bemessungspunkt der realen Prüflingsmaschine, welche in Abschnitt 6.3 näher beschrieben wird. Das Maschinenmodell wird im Bemessungspunkt simuliert, wofür die Ströme mit Stromquellen eingeprengt werden. Im Bemessungspunkt beträgt das Drehmoment 8 N m und die Drehzahl 1500 min^{-1} . Die zweite Harmonische ${}^2\hat{u}_q$ wird auf die Grundschriftungsamplitude der Phasenspannung ${}^1\hat{u}_{ph}$ im fehlerfreien Betrieb bezogen und der Fehlerwiderstand R_F auf den ohmschen Widerstand R_W einer einzelnen Windung. Der Fehlerstrom I_F bezieht sich auf den charakteristischen Kurzschlussstrom ψ_{PM}/L_d und die Fehlerverlustleistung P_F auf die ohmschen Phasenverluste P_{Ph} der Statorwicklung. Tabelle 4.1 fasst die Bezugsgrößen im Bemessungspunkt zusammen. Untersucht werden im Folgenden die Auswirkungen von Windungsschlüssen mit $w_F = \{1, 2, 3\}$ und $R_F = \{0, 1, \dots, 20\} R_W$.

Tabelle 4.1: Bezugsgrößen für die Betrachtung der elektromagnetischen Auswirkungen im Bemessungspunkt und betrachtete Fehlerkombinationen

| ${}^1\hat{u}_{ph}$ | R_W | ψ_{PM}/L_d | P_{Ph} | w_F | R_F |
|--------------------|-------|-----------------|----------|-----------|-----------------------|
| 61,5 V | 3 mΩ | 40,5 A | 184 W | {1, 2, 3} | {0, 1, ..., 20} R_W |

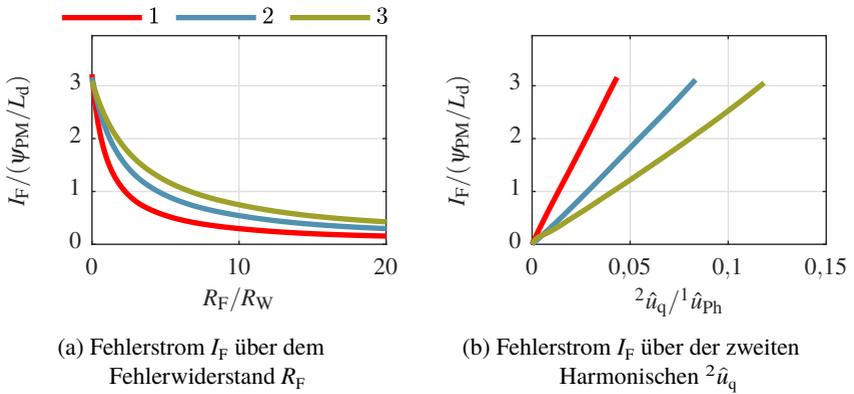


Abbildung 4.1: Auswirkungen von ein, zwei und drei kurzgeschlossenen Windungen auf den Effektivwert des zirkulierenden Fehlerstroms

4.1.1 Fehlerstrom

Die elektromagnetischen Auswirkungen sind allgemein abhängig von dem Arbeitspunkt der Maschine, der Anzahl kurzgeschlossener Windungen und dem Fehlerwiderstand. Der Arbeitspunkt ist durch den Bemessungspunkt vorgegeben und somit wird zunächst die Abhängigkeit des Fehlerstroms I_F von w_F und R_F vorgestellt. Abbildung 4.1 (a) zeigt den Effektivwert des Fehlerstroms aufgetragen über dem Fehlerwiderstand.

Ein unendlich großer Fehlerwiderstand entspricht dem fehlerfreien Fall, wodurch der Fehlerstrom gleich null ist. Für kleiner werdende Fehlerwiderstände steigt der Fehlerstrom an. Bei gleichem Fehlerwiderstand erzeugen mehr kurzgeschlossene Windungen einen größeren Fehlerstrom, da der Fehlerwiderstand im Vergleich zur Impedanz der kurzgeschlossenen Windungen kleiner wird. Das Maximum des Fehlerstroms wird für $R_F = 0 \text{ m}\Omega$ erreicht. In diesem Fall wird der Fehlerstrom nur durch die Impedanz der kurzgeschlossenen Windungen begrenzt.

Abbildung 4.1 (b) zeigt die Abhängigkeit des Fehlerstroms in Bezug auf die Amplitude ${}^2\hat{u}_q$. Im fehlerfreien Fall sind die zweiten Harmonischen nicht ausgeprägt, da das analytische Modell keine anderweitigen Asymmetrien berücksichtigt. Für kleiner werdende Fehlerwiderstände steigt der Fehlerstrom näherungsweise linear an, bis das Maximum bei $R_F = 0 \text{ m}\Omega$ erreicht ist. Es ist keine eindeutige Zuordnung zwischen dem Fehlerstrom und der zweiten Harmonischen möglich,

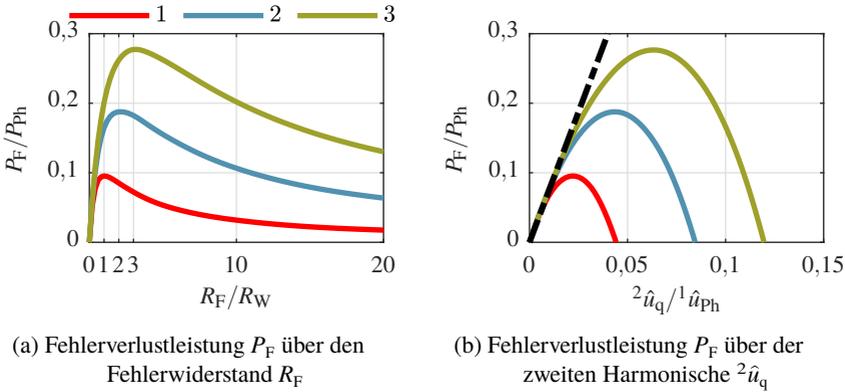


Abbildung 4.2: Auswirkungen von ein, zwei und drei kurzgeschlossenen Windungen auf die Fehlerverlustleistung des Windungsschlusses

da unterschiedliche Fehlerströme die gleiche Amplitude erzeugen. Das bedeutet weiterführend, dass sich unterschiedliche Fehlerkombinationen anhand der Amplitude ${}^2\hat{u}_q$ nicht unterscheiden lassen.

4.1.2 Fehlerverlustleistung

Die lokale Fehlerverlustleistung berechnet sich nach Gleichung (3.58) aus dem Quadrat des Fehlerstroms I_F und dem Fehlerwiderstand R_F . Abbildung 4.2 (a) zeigt die Fehlerverlustleistung in Abhängigkeit vom Fehlerwiderstand. Im fehlerfreien Fall ist die Fehlerverlustleistung gleich null und steigt für kleiner werdende Fehlerwiderstände an. Das Maximum ist im Fall der Leistungsanpassung erreicht, wenn der ohmsche Widerstand der kurzgeschlossenen Windungen gleich dem Fehlerwiderstand ist, wofür gilt $R_{\text{PhFl}} = R_F$. Abhängig von der Anzahl der kurzgeschlossenen Windungen, entspricht das den Fehlerwiderständen mit $1R_W$, $2R_W$ und $3R_W$. Wird daraufhin der Fehlerwiderstand weiter verkleinert, reduziert sich ebenfalls die lokale Fehlerverlustleistung. Der Fehlerstrom erzeugt dann den größeren Teil der Verlustleistung über den ohmschen Widerstand der kurzgeschlossenen Windungen. Dieser Anteil wird jedoch für die Beurteilung des Schweregrades nicht berücksichtigt, da die resultierende Temperaturerhöhung durch die gleichmäßige Verteilung innerhalb der Statorwicklung vernachlässigbar ist [E4].

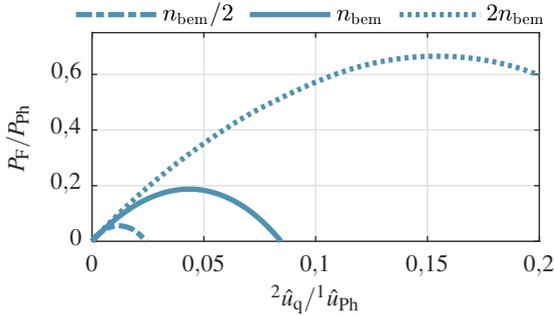


Abbildung 4.3: Fehlerverlustleistung P_F für zwei kurzgeschlossene Windungen aufgetragen über der zweiten Harmonische ${}^2\hat{u}_q$ für die halbe, einfache und doppelte Bemessungsdrehzahl

Abbildung 4.2 (b) zeigt die Fehlerverlustleistung in Abhängigkeit der zweiten Harmonischen ${}^2\hat{u}_q$. Die maximalen Amplituden sind dabei durch die maximalen Fehlerströme nach Abbildung 4.1 begrenzt. Äquivalent zum Fehlerstrom führen auch hier unterschiedliche Kombinationen von w_F und R_F zu gleichen Fehlerverlustleistungen. Jedoch kann mit einer Annäherung ein eindeutiger Zusammenhang zwischen Fehlerverlustleistung und zweiter Harmonischer unabhängig von der Fehlerkombination hergestellt werden. Dafür wird ausgehend vom fehlerfreien Fall angenommen, dass der Fehlerwiderstand sehr viel größer als die Impedanz der kurzgeschlossenen Windungen ist mit $|Z_{F1}| \ll R_F$. Für diese Annahme ist die Annäherung des Zusammenhangs mit der schwarzen gestrichelten Linie gültig. Dies ist ein Grund, warum im Gegensatz zum Fehlerstrom die Fehlerverlustleistung ein geeignetes Maß zur Beurteilung des Schweregrades eines Windungsschlusses ist. Der zweite Grund ist der direkte Zusammenhang zur lokalen Temperaturerhöhung, welche in Abschnitt 4.2 erläutert wird.

Das Maschinenverhalten im Fehlerfall ist abhängig vom Arbeitspunkt, welcher neben den Strömen über die Drehzahl bestimmt wird. Zur Untersuchung der Drehzahlabhängigkeit ist in Abbildung 4.3 die Fehlerverlustleistung für die halbe, einfache und doppelte Bemessungsdrehzahl dargestellt. Die Anzahl der kurzgeschlossenen Windungen ist dabei $w_F = 2$. Wird die Drehzahl bei gleichbleibenden Phasenströmen verdoppelt, so verdoppelt sich ebenfalls die Phasenspannung nach den Gleichungen (3.2) und (3.3) unter Vernachlässigung des ohmschen Phasenwiderstands. Zusätzlich verändert sich die komplexe Impedanz der kurzgeschlossenen Windungen nach Gleichung (3.50). Die maximale

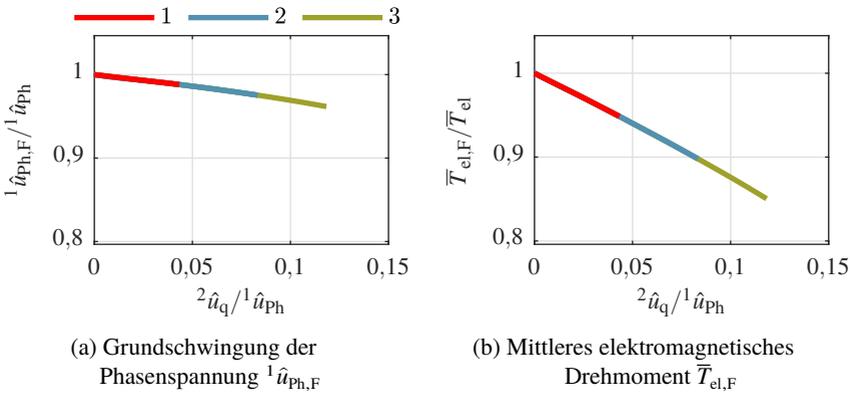


Abbildung 4.4: Auswirkungen im Fehlerfall von ein, zwei und drei kurzgeschlossenen Windungen in Abhängigkeit der zweiten Harmonischen ${}^2\hat{u}_q$

Fehlerverlustleistung zeigt eine näherungsweise quadratische Abhängigkeit von der Drehzahl für den dargestellten Bereich. Dieser Zusammenhang gilt ebenfalls für die maximale Amplitude der zweiten Harmonischen. Für steigende Drehzahlen begrenzt das induktive Verhalten der kurzgeschlossenen Windungen den Fehlerstrom auf den Maximalwert nach Gleichung (3.54). Für den betrachteten Drehzahlbereich hat diese Begrenzung jedoch nahezu keinen Einfluss, weshalb die schwarz gestrichelte Annäherung aus Abbildung 4.2 (b) ebenfalls gültig ist.

4.1.3 Phasenspannung

Wie bereits beschrieben erzeugen Windungsschlüsse zweite harmonische Oberschwingungen in den dq-Spannungen, welche sich in den Phasenspannungen als dritte Harmonische ausprägen. Zusätzlich bewirkt der zirkulierende Fehlerstrom eine Reduktion der Grundschiwingung der Phasenspannung, wie in Abbildung 4.4 (a) dargestellt ist. Die Reduktion ist unabhängig von der Anzahl kurzgeschlossener Windungen und näherungsweise proportional zu der zweiten Harmonischen. Die maximale Reduktion ist begrenzt durch den maximalen Fehlerstrom nach Abbildung 4.1 (b).

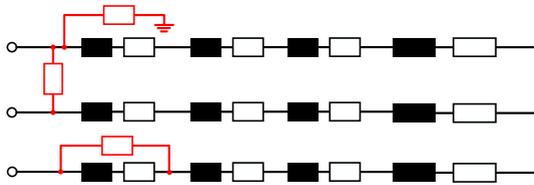


Abbildung 4.5: Exemplarischer Windungs-, Phasen- und Erdschluss, eingezeichnet in die aufgeteilte Statorwicklung des Windungsmodells

4.1.4 Drehmoment

Windungsschlüsse erzeugen wie beschrieben eine lokale Fehlerverlustleistung. Bei gleichbleibender Leistungsaufnahme der Maschine und unveränderter Drehzahl, reduziert sich im Fehlerfall das mittlere Drehmoment damit die Leistungsbilanz weiterhin erfüllt ist. Daraus folgt, wie bereits mit Gleichung (3.45) beschrieben, dass ein Windungsschluss im Leerlauf ein negatives Drehmoment erzeugt. Abbildung 4.4 (b) zeigt das mittlere Drehmoment im Bemessungspunkt für die unterschiedlichen Fehlerkombinationen.

Die Reduktion des Drehmoments wird bei der fehlertoleranten Regelung nicht weiter berücksichtigt, da für die betrachteten Fehlerfälle und Anwendungen diese Auswirkung vernachlässigbar ist. Ein Windungsschluss mit einer Fehlerverlustleistung von $P_F = 0,1P_{ph}$ hat beispielsweise thermisch signifikante Auswirkungen, wie in Abschnitt 4.2 beschrieben wird. Allerdings beträgt die Reduktion des Drehmoments für diesen Fall nur 2%. Zusätzlich erzeugt ein Windungsschluss durch die Asymmetrie eine zweite harmonische Oberschwingung im Drehmoment, wie in [E1] beschrieben wird. Diese wird ebenfalls aufgrund der geringen Ausprägung nicht weiter berücksichtigt.

4.1.5 Zusammenhang Windungs-/Phasen-/Erdschlüsse

Neben den Windungsschlüssen erzeugen auch Phasen- und Erdschlüsse statorfeste Asymmetrien. Diese werden ebenfalls mit dem entwickelten analytischen Modell untersucht, um einen Zusammenhang zwischen den Fehlerfällen herauszuarbeiten. Abbildung 4.5 zeigt die Statorwicklung mit jeweils einem Windungs-, Phasen- und Erdschluss. Die drei Fehlerfälle wurden zur Untersuchung jeweils einzeln an allen drei Phasen simuliert. Für die Simulation des Erdschlusses wurde angenommen, dass der Sternpunkt der Statorwicklung geerdet ist. Ansonsten würde bei dem

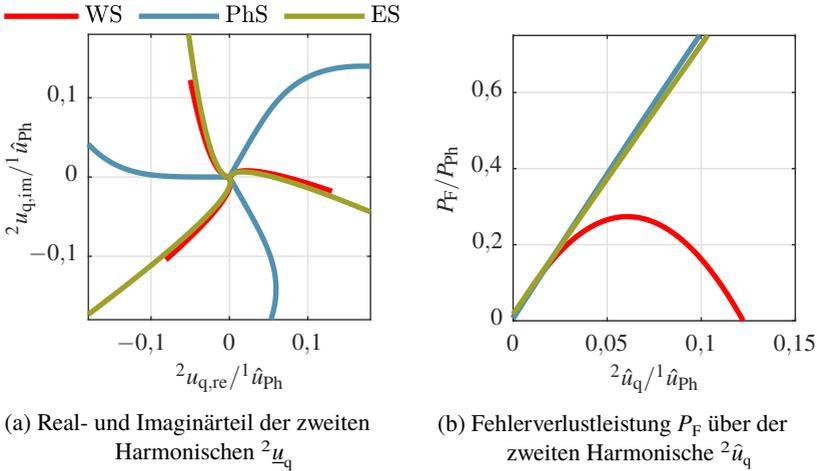


Abbildung 4.6: Auswirkungen von Windungs-, Phasen- und Erdschlüssen auf die zweite harmonische Oberschwingung in q-Richtung und die Fehlerverlustleistung für den Betrieb im Bemessungspunkt

idealen Drehstromsystem kein Fehlerstrom fließen und der Erdschluss hätte keine Auswirkungen. Die Zusammenhänge der Fehlerfälle werden im Folgenden für den Betrieb im Bemessungspunkt und den Betrieb mit maximaler Feldschwächung bei Bemessungsdrehzahl vorgestellt.

Bemessungspunkt

Phasen- und Erdschlüsse erzeugen ebenfalls zweite harmonische Oberschwingungen in den dq-Spannungen, welche sich aber in der Amplitude und Phasenlage zueinander unterscheiden. In Abbildung 4.6 (a) ist die komplexe Oberschwingung ${}^2\underline{u}_q$ für den Betrieb im Bemessungspunkt aufgeteilt in den Realteil ${}^2u_{q, \text{re}}$ und den Imaginärteil ${}^2u_{q, \text{im}}$. Direkt ersichtlich ist der 120° Phasenversatz der betrachteten Fehlerfälle in Abhängigkeit der fehlerbehafteten Phasen. Des Weiteren ist zu sehen, dass sich der Erdschluss (ES) bezüglich der Phasenlage ähnlich zu dem Windungsschluss (WS) verhält. Dies ist darauf zurückzuführen, dass entsprechend dem FEM-Schnitt aus Abbildung 3.5 die beiden magnetischen Achsen der Fehlerfälle nahe beieinander liegen. In Bezug auf Phasen Ph1 ist die magnetische

Achse eines Erdschlusses durch die Spule Ph1P1 des ersten Polpaars definiert. Die magnetische Achse eines Windungsschlusses ist dahingegen durch die Spule Ph1E1 der ersten Einzelspule definiert. Beide Achsen sind um einen halben Nutenwinkel zueinander versetzt, was sich im Phasenverlauf der zweiten Harmonischen widerspiegelt. Die Phasenlage beim Phasenschluss (PhS) ist mittig dazu, was wieder mit der Lage der magnetischen Achse des Fehlerfalls zu begründen ist. Abbildung 4.6 (b) zeigt die Fehlerverlustleistung dargestellt über der Amplitude ${}^2\hat{u}_q$. Im Vergleich zu Abbildung 4.2 (b) ist ersichtlich, dass der Windungsschluss mit drei kurzgeschlossenen Windungen hinzugezogen wurde. Die Fehlerfälle weisen die gleiche Steigung für den Fall auf, dass der Fehlerwiderstand jeweils sehr viel größer ist als die Impedanz der kurzgeschlossenen Windungen. Somit verursachen die Fehlerfälle in einem definierten Bereich bei gleicher Fehlerverlustleistung die gleiche messbare Asymmetrie.

Feldschwächung

Gleichung (3.59) beschreibt, dass die Fehlerverlustleistung eines Windungsschlusses durch Herabsetzen der Phasenspannung reduziert werden kann. Dieser Zusammenhang gilt auch für Phasen- und Erdschlüsse, wie in Abbildung 4.7 (b) zu sehen ist. Für die Simulationsergebnisse wurde die Maschine mit maximaler Feldschwächung bei Bemessungsdrehzahl betrieben. Das bedeutet, dass der Strom i_d dem Maximalstrom i_{\max} entspricht und der Strom i_q gleich null ist. Da für die untersuchte Maschine $(\psi_{PM}/L_d) > i_{\max}$ gilt, ist in diesem Arbeitspunkt die Phasenspannung bei Bemessungsdrehzahl minimal. Abbildung 4.7 (a) zeigt, wie sich durch den angepassten Arbeitspunkt die Phasenlage der zweiten Harmonischen verändert. Die maximale Amplitude ${}^2\hat{u}_q$ reduziert sich, was ebenfalls in Abbildung 4.7 (b) zu sehen ist. Allgemein reduziert sich durch den angepassten Arbeitspunkt die Fehlerverlustleistung der drei Fehlerfälle, was ungefähr einer Halbierung der angenäherten Steigung entspricht.

4.1.6 Elektromagnetische Auswirkungen auf sechsphasige PSMs

Die Auswirkungen von Windungsschlüssen auf sechsphasige PSMs werden von den vorangegangenen Erkenntnissen abgeleitet. Entsprechend der Modellbildung aus Abschnitt 3.1.2 werden hier ebenfalls pol- und lochgeteilte PSMs untersucht. Mit einbezogen wird der zusätzliche Freiheitsgrad, welcher durch die Verwendung zwei dreiphasiger Teilsysteme entsteht. Die Sollströme können unabhängig

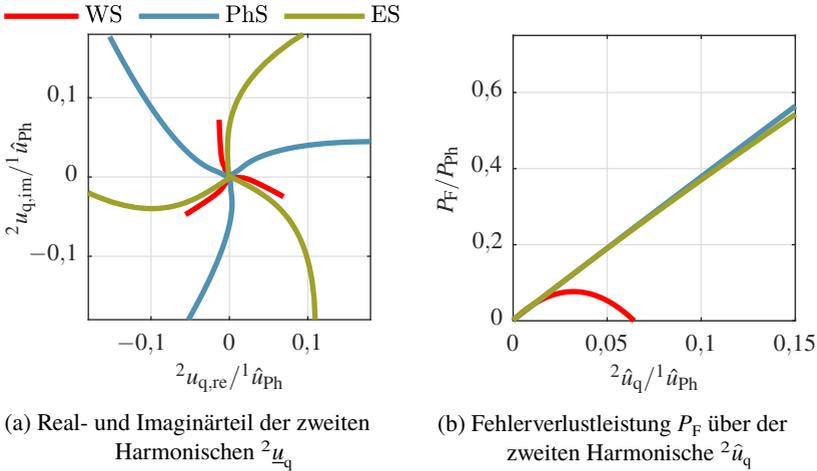


Abbildung 4.7: Auswirkungen von Windungs-, Phasen- und Erdschlüssen auf die zweite harmonische Oberschwingung in q-Richtung und die Fehlerverlustleistung für den Betrieb bei maximaler Feldschwächung und Bemessungsdrehzahl

voneinander vorgegeben werden, was abhängig von der magnetischen Kopplung vorteilhaft genutzt werden kann.

Polgeteilte PSMs

Für die Modellbildung der polgeteilten Maschine wird die magnetische Kopplung zwischen den beiden Teilsystemen vernachlässigt, wie die Spannungsgleichungen (3.61)-(3.64) zeigen. Deshalb können die beiden dreiphasigen Wicklungssysteme im Grundwellenverhalten getrennt voneinander betrachtet werden. Das bedeutet, dass die Erkenntnisse der dreiphasigen PSM auf das fehlerbehaftete System der polgeteilten Maschine übertragbar sind. Der gewonnene Freiheitsgrad ermöglicht es zudem, das fehlerbehaftete Teilsystem mit einer Feldschwächung zu betreiben und mit dem gesunden Teilsystem eine mögliche Drehmomentreduktion zu kompensieren. Darauf wird in Abschnitt 5.5.3 bei der Auslegung der Regelstrategie näher eingegangen. Werden beide Teilsysteme in unterschiedlichen Arbeitspunkten betrieben, wirkt sich das zusätzlich auf die harmonischen Oberschwingungen aus. Da die analytische Systembeschreibung die magnetische Kopplung zwischen

den Polpaaren vernachlässigt, wird dieser Effekt von dem analytischen Modell nicht mit abgebildet. Dafür ist es sinnvoll das numerische Maschinenmodell zu verwenden, wie in [E2] beschrieben wird.

Lochgeteilte PSMs

Im Gegensatz zu der polgeteilten Maschine wird bei der lochgeteilten Maschine die magnetische Kopplung zwischen den Teilsystemen in den Spannungsgleichungen (3.70)-(3.73) berücksichtigt. Deswegen wirkt sich ein Windungsschluss über die Koppelinduktivitäten auch auf das Oberschwingungsverhalten des gesunden Teilsystems aus. Dieser Effekt wird von dem analytischen Modell der lochgeteilten Maschine abgebildet, wie der Vergleich mit FEM-Ergebnissen in [E3] zeigt. Werden beide Teilsysteme im gleichen Arbeitspunkt betrieben, können die Auswirkung eines Windungsschlusses auf das fehlerbehaftete Teilsystem mit den Erkenntnissen der dreiphasigen Maschine beschrieben werden. Bei der Wahl unterschiedlicher Arbeitspunkte, wirkt sich das unmittelbar auf beide Teilsysteme aus. Wird beispielsweise das fehlerbehaftete System mit Feldschwächung betrieben, wird dadurch die Fehlerverlustleistung reduziert. Zusätzlich wird aber durch die magnetische Kopplung das Drehmoment des gesunden Teilsystems nach Gleichung (3.75) reduziert. Eine Kompensation der Drehmomentreduktion ist nicht sinnvoll, da somit wiederum die Fehlerverlustleistung steigt. Dadurch ist eine getrennte Betrachtung beider Teilsysteme und eine vorteilhafte Arbeitspunktwahl wie bei der polgeteilten Maschine nicht möglich.

4.2 Thermische Auswirkungen

Mit dem thermischen Maschinenmodell werden die Auswirkungen von Windungsschlüssen weiter untersucht. Es wird zunächst die lokale Temperaturerhöhung abhängig von der Fehlerposition beschrieben. Darauf aufbauend wird eine thermische Randbedingung für die Umsetzung der fehlertoleranten Regelung abgeleitet. Entsprechend der elektromagnetischen Auswirkungen beziehen sich ebenfalls die thermischen Auswirkungen auf die Prüflingsmaschine, welche in Abschnitt 6.3 beschrieben wird.

4.2.1 Lokale Temperaturerhöhung

Ein Windungsschluss verursacht aufgrund der lokalen Wärmeeinspeisung eine lokale Temperaturerhöhung, die neben der Fehlerverlustleistung hauptsächlich

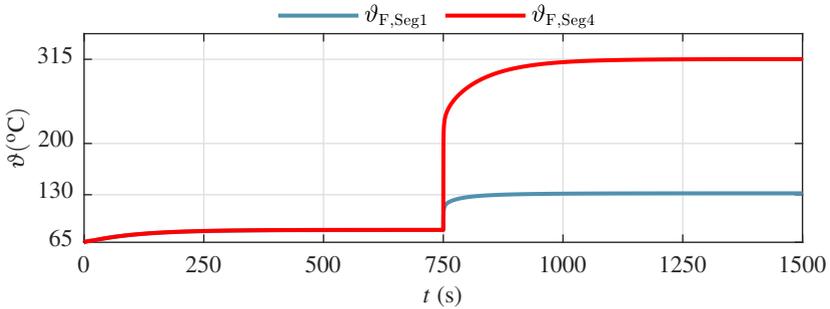


Abbildung 4.8: Lokaler Temperaturverlauf des Windungsschlusses mit der Fehlerverlustleistung $P_F = 0,1P_{ph}$ für die günstige Fehlerposition in Segment 1 und die ungünstige Fehlerposition in Segment 4

von der Fehlerposition abhängig ist. Diese wird entsprechend den Abbildungen 3.6 und 3.7 über jeweils zwei benachbarte Schichten und ein axiales Segment bestimmt. Dabei wird im Folgenden zwischen einer günstigen und ungünstigen Fehlerposition unterschieden. Die günstige Fehlerposition liegt im aktiven Eisen in Segment 1, zwischen Schicht 5 und 6 am Nutrand in Richtung Statorjoch. Die ungünstige Fehlerposition liegt im Wickelkopf in Segment 4, zwischen Schicht 1 und 2 im Nutzentrum in Richtung Nutöffnung. Diese beiden Positionen stellen einen Gegensatz in Bezug auf den thermischen Pfad zum Statorgehäuse dar. Die Temperaturerhöhung ist zusätzlich von dem thermischen Widerstand des Fehlers zu den benachbarten Schichten und der Fehlerfläche abhängig, was in [E4] näher beschrieben wird. Abbildung 4.8 zeigt jeweils den Temperaturverlauf eines Windungsschlusses an der günstigen und ungünstigen Fehlerposition.

Die Temperatur des Statorgehäuses beträgt $\vartheta_S = 65 \text{ }^\circ\text{C}$, was am Startzeitpunkt der Simulation zu erkennen ist. Die Maschine wird während der gesamten Simulation im Bemessungspunkt betrieben. Im fehlerfreien Fall beträgt die Temperatur an der günstigen Fehlerposition in Segment 1 $\vartheta_{F,Seg1} = 81 \text{ }^\circ\text{C}$ und an der ungünstigen Position in Segment 4 $\vartheta_{F,Seg4} = 82 \text{ }^\circ\text{C}$. Da im Wickelkopf keine Wärme abgeführt wird, ist bereits im fehlerfreien Fall die Temperatur in Segment 4 erhöht. Nach 750 s wird eine Fehlerverlustleistung mit 10% der Phasenverluste eingespeist, was bedeutet $P_F = 18,4 \text{ W}$. Die Temperatur der günstigen Fehlerposition steigt daraufhin um 51 K an und die Temperatur der ungünstigen Fehlerposition um 233 K. Bezogen auf die Fehlerverlustleistung folgt daraus in Abhängigkeit von

der Fehlerposition eine proportionale Temperaturerhöhung β_F zwischen $3 \frac{\text{K}}{\text{W}}$ und $13 \frac{\text{K}}{\text{W}}$.

Die Anstiegszeit an der ungünstigen Fehlerposition beträgt circa 100 s und ist damit doppelt so lang als an der günstigen Position. Das ist auf die Wärmekapazitäten und thermische Widerstände zurückzuführen, welche von den jeweiligen Pfaden einbezogen werden. Da in beiden Fällen die Fehlerverlustleistung über das Statorgehäuse abgeführt wird, ist der thermische Pfad ausgehend von Segment 4 länger. Die größere Wärmekapazität sowie der größere thermische Widerstand resultiert in einer vergrößerten thermischen Zeitkonstante.

Aus der Untersuchung der elektromagnetischen Auswirkungen folgt, dass für die Fehlerverlustleistung $P_F = 0,1 P_{Ph}$ mindestens zwei Windungen kurzgeschlossen werden müssen. Betrachtet wird dabei der Fehlerfall, welcher sich im Anschluss an den fehlerfreien Betrieb ergibt und somit der Fehlerwiderstand größer als der ohmsche Widerstand der kurzgeschlossenen Windungen ist. Für $w_F = 2$ wird zur Erzeugung der Fehlerverlustleistung der Fehlerwiderstand $R_F = 11 R_W$ benötigt und daraus resultiert der Fehlerstrom mit $I_F = 0,6 \frac{U_{PM}}{L_d}$. Alternativ ist für $w_F = 3$ der Fehlerwiderstand $R_F = 28 R_W$ erforderlich, was den Fehlerstrom $I_F = 0,4 \frac{U_{PM}}{L_d}$ ergibt. Die Amplitude der zweiten Harmonischen ${}^2\hat{u}_q$ entspricht in beiden Fällen $0,01 {}^1\hat{u}_{Ph}$. Ebenfalls unabhängig von der Fehlerkombination wird die Phasenspannung um 0,4% und das Drehmoment um 2% reduziert.

4.2.2 Thermische Randbedingung

Für den Entwurf der fehlertoleranten Regelung wird eine thermische Randbedingung definiert. Dafür wird zunächst die Lebensdauer L der Statorwicklung exponentiell in Abhängigkeit der Temperatur ϑ angenähert [38]:

$$L(\vartheta) = L_0 \cdot 2^{\frac{TI - \vartheta}{HI}} \quad (4.1)$$

Dabei ist L_0 die Referenzlebensdauer, TI der Temperaturindex und HI der Halbierungsindex. Der verwendete Lackdraht der Prüflingsmaschine ist in der Temperaturklasse F eingruppiert und verfügt über eine Referenzlebensdauer von 20000 h, einen Temperaturindex von 155 °C und einen Halbierungsindex von 10 K. Diese exponentielle Annäherung ist auf die Arrhenius-Gleichung zurückzuführen, welche die Temperaturabhängigkeit physikalischer und chemischer Prozesse approximiert.

Abbildung 4.8 zeigt, dass für die ungünstige Fehlerposition in Segment 4 die lokale Temperatur nach ungefähr 150 ms den Temperaturindex übersteigt und ei-

nen stationären Endwert von 315 °C erreicht. Mit der exponentiellen Annäherung entspricht das einer Lebensdauer von 18 min, was für den Einsatz in sicherheitskritischen Anwendung inakzeptabel ist. Von außen ist die Fehlerposition nicht exakt ermittelbar, weshalb weiterführend von der ungünstigen Position ausgegangen wird. Diese Position ist allgemein anfälliger für Windungsschlüsse, da bereits im fehlerfreien Fall ein erhöhtes Temperaturniveau vorliegt und die Windungen gegen äußere Einflüsse weniger geschützt sind [78].

Um die Ausbreitungsgeschwindigkeit eines Windungsschlusses zu reduzieren und die approximierte Lebensdauer zu erhöhen, soll die maximale Temperatur an der ungünstigen Fehlerposition begrenzt werden. Dafür wird die sogenannte minimale Heat-Shock Temperatur verwendet, welche 20 K über der Temperaturklasse des Lackdrahts definiert ist. Bei dem zugehörigen Test wird der Lackdraht thermisch sowie mechanisch belastet und anschließend auf Haarrisse untersucht [79]. Ein erfolgreicher Test bestätigt somit die Überlastfähigkeit unter den angewendeten Belastungen. Die approximierte Lebensdauer bei einem Betrieb mit Heat-Shock Temperatur von 175 °C beträgt 5000 h. In dieser Arbeit wird davon ausgegangen, dass dadurch die Ausbreitung des Windungsschlusses soweit reduziert wird, dass der aktuelle Lastzyklus einer sicherheitskritischen Anwendung, wie beispielsweise in [E5] vorgestellt, beendet werden kann. Theoretisch kann nach der exponentiellen Annäherung auch eine höhere maximal zulässige Temperatur gewählt werden. Jedoch ist die Zersetzung der Lackisolation ein komplexer chemischer Prozess und stark von der Zusammensetzung des Lackdrahtes abhängig. Die exponentielle Annäherung berücksichtigt keine abrupten Durchbrüche der Isolation, wie sie insbesondere bei höheren Temperaturen auftreten können [80]. Deshalb wird in der vorliegenden Arbeit diese konservative Randbedingung gewählt, welche durch die Wahl der Temperaturklasse des Lackdrahts beeinflusst werden kann.

Die maximal zulässige Fehlerverlustleistung berechnet sich durch:

$$P_{F,\max} = \frac{\vartheta_{F,\max} - \vartheta_{F,\text{bem}}}{\beta_F} \quad (4.2)$$

Die Heat-Shock Temperatur $\vartheta_{F,\max} = 175 \text{ °C}$ wird an der ungünstigen Fehlerposition in Segment 4 ausgehend von der Temperatur im fehlerfreien Bemessungsbetrieb mit $\vartheta_{F,\text{bem}} = 82 \text{ °C}$ und der Proportionalität $\beta_F = 13 \frac{\text{K}}{\text{W}}$ bei einer Fehlerverlustleistung von 7 W erreicht. Als thermische Randbedingung gilt somit für die hier untersuchte Maschine:

Thermische Randbedingung:

$$\vartheta_{F,\max} = 175 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (4.3)$$

$$P_{F,\max} = 7 \text{ W} \quad (4.4)$$

Die Fehlerverlustleistung kann durch eine Anpassung des Arbeitspunktes reduziert werden, wie im folgenden Kapitel beschrieben wird. Da die Eisen- und Kupferverluste ebenfalls abhängig vom Arbeitspunkt sind, ändert sich bei einer Anpassung auch die Temperaturverteilung innerhalb der Maschine. Wird die Maschine beispielsweise im Punkt maximaler Feldschwächung betrieben, stellt sich im fehlerfreien Fall die Temperatur $\vartheta_{F,\text{Seg4}} = 92 \text{ }^{\circ}\text{C}$ ein. Das erhöhte Temperaturniveau bei Feldschwächung verringert jedoch wiederum die Proportionalität zwischen lokaler Temperaturerhöhung und Fehlerverlustleistung zu $12 \frac{\text{K}}{\text{W}}$ an der ungünstigen Fehlerposition. Die beiden Effekte gleichen sich damit aus, wodurch die thermische Randbedingung auch für angepasste Arbeitspunkte als gültig betrachtet werden kann.

Kapitel 5

Fehlertolerante Regelung

Im vorangegangenen Kapitel wurde gezeigt, dass Windungsschlüsse eine statorfeste Asymmetrie erzeugen, wodurch sich die Fehlerverlustleistung anhand harmonischer Oberschwingungen der dq-Spannungen abschätzen lässt. Durch den Windungsschluss wird eine lokale Temperaturerhöhung verursacht, die primär von der Fehlerverlustleistung und der Fehlerposition abhängig ist. Um die Ausbreitungsgeschwindigkeit zu reduzieren, wird eine thermische Randbedingung eingeführt, welche die zulässige Fehlerverlustleistung auf einen Maximalwert begrenzt. Mit den beschriebenen Auswirkungen eines Windungsschlusses und der eingeführten Randbedingung, lässt sich nun eine fehlertolerante Regelung entwickeln. Dazu werden in diesem Kapitel zuerst die Grundlagen erläutert und der Begriff der fehlertoleranten Regelung in den Kontext eingeordnet. Zur Umsetzung der fehlertoleranten Regelung wird eine Reglerstruktur vorgestellt, welche im Fehlerfall den Arbeitspunkt entsprechend einer vorgegebenen Regelstrategie kontrolliert anpasst. Die Hauptkomponenten der Reglerstruktur werden detailliert beschrieben und beinhalten die Fehlererkennung, Fehlerabschätzung und Regelung im Fehlerfall. Damit Anforderungen an die fehlertolerante Regelung, wie Stabilität und stationäre Genauigkeit umgesetzt werden können, wird anschließend eine Reglerauslegung durchgeführt. Abschließend wird der Einfluss der entwickelten Regelstrategie auf unterschiedliche Applikationen untersucht. Dafür werden drei grundsätzliche Zusammenhänge zwischen Drehmoment und Drehzahl betrachtet sowie die Auswirkungen auf den Arbeitspunkt skizziert.

5.1 Grundlagen

In jedem physikalischen System können während des Betriebs oder auch während Stillstandszeiten Fehler auftreten. Insbesondere bei sicherheitskritischen Anwendungen muss vermieden werden, dass einzelne Fehler zum Ausfall des Gesamtsystems führen. Zunächst wird die Definition der fehlertoleranten Regelung nach Blanke et al. [81] eingeführt:

Definition: Fehlertolerante Regelung

Die fehlertolerante Regelung verhindert, dass der Fehler einer einzelnen Komponente zum Versagen des gesamten Systems führt.

Der Begriff Regelung bezieht sich in diesem Zusammenhang nicht nur auf einen einfach geschlossenen Regelkreis, sondern auf das Zusammenspiel der einzelnen Komponenten, welche einen Betrieb im Fehlerfall ermöglichen und ein Versagen des Gesamtsystems verhindern. Für ein abstraktes Beispiel wird angenommen, dass sich der Zustand eines Systems anhand der beiden Variablen x und y beschreiben lässt. Wie in Abbildung 5.1 dargestellt, kann das System im fehlerfreien Fall ohne Einschränkungen betrieben werden und Bemessungsleistung abgeben. Durch das Auftreten eines Fehlers kann sich abhängig von dessen Schweregrad der Systemzustand nach außen verschieben. Die Aufgabe der fehlertoleranten Regelung ist es, durch Anpassung des Arbeitspunktes eine Bereitstellung möglichst hoher Leistung, idealerweise der Bemessungsleistung, zu ermöglichen und gleichzeitig die Ausbreitung des Fehlers zu reduzieren. Breitet sich der Fehler weiter aus, kann eine Leistungsreduzierung oder schließlich eine reine Schadensbegrenzung ohne Leistungsabgabe erfolgen.

Mit dem Begriff der fehlertoleranten Regelung wird in der Literatur ebenfalls die stabile Regelung eines fehlerhaften Systems beschrieben [82]. In der vorliegenden Arbeit wird dies auch berücksichtigt, jedoch liegt der Fokus wie bereits beschrieben darauf, dass eine einzelne fehlerhafte Komponente nicht zum Versagen des Gesamtsystems führt. Für die Realisierung einer fehlertoleranten Regelung muss ein bestehender Stromregelkreis um zwei Hauptkomponenten erweitert werden. Zum einen wird eine Fehlerdiagnose benötigt, welche das Auftreten eines Fehlers erkennt und den Schweregrad abschätzt. Zum anderen wird eine Rekonfiguration der Sollwertvorgabe benötigt, um das System nach Abbildung 5.1 weiter günstig betreiben zu können. Die fehlertolerante Regelung von PSMs mit Windungsschlüssen wurde erstmals in [E6] vorgestellt. Im Folgenden werden die einzelnen Bestandteile und deren Interaktion näher beschrieben.

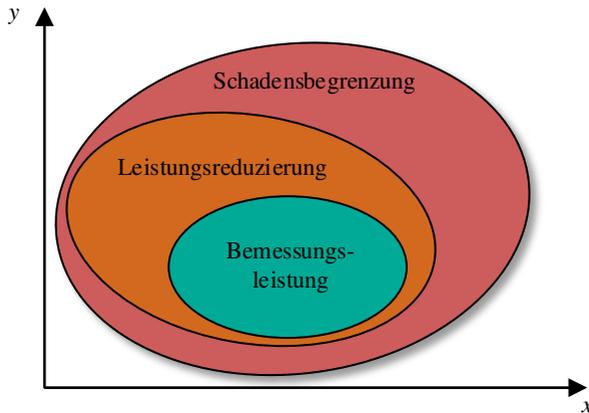


Abbildung 5.1: Vereinfachte Darstellung der Betriebsbereiche in Abhängigkeit des Systemzustandes von den Variablen x und y

5.2 Reglerstruktur

In der Literatur ist die Regelung und Betriebsführung elektrischer Antriebssysteme im fehlerfreien Fall detailliert beschrieben [83]. Soll eine elektrische Maschine im Grunddrehzahlbereich ein bestimmtes Drehmoment stellen, so werden die Stromsollwerte i_{dq}^* beispielsweise nach dem MTPA-Verfahren vorgegeben. Dies kann entweder durch vorab gespeicherte Tabellen oder Online-Berechnungen erfolgen. Die Stromsollwerte i_{dq}^* werden anschließend einem Stromregler übergeben, welcher die Spannungssollwerte u_{dq}^* für den Umrichter ausgibt. Der Umrichter stellt mittels PWM den Sollspannungszeiger und die Messung der resultierenden Ströme schließt den Stromregelkreis. Das Drehmoment wird in den meisten Anwendungen nicht gemessen, also gesteuert und nicht geregelt. Eine Drehmomentmessung ist für Anwendungen im Traktionsbereich nicht notwendig, da das Drehmoment bereits bei der Auslegung als Funktion der dq-Ströme genau bekannt ist. Tritt ein Fehler in der Maschine auf, wird dieser von der Fehlererkennung klassifiziert. Da das Innere der Maschine im Betrieb nicht zugänglich ist, muss der Schweregrad des Fehlers anhand der Sensorsignale abgeschätzt werden. Im Fehlerfall wird dann der bestehende Regelkreis rekonfiguriert und der Arbeitspunkt neu eingeregelt, sodass das fehlerhafte System möglichst weiter

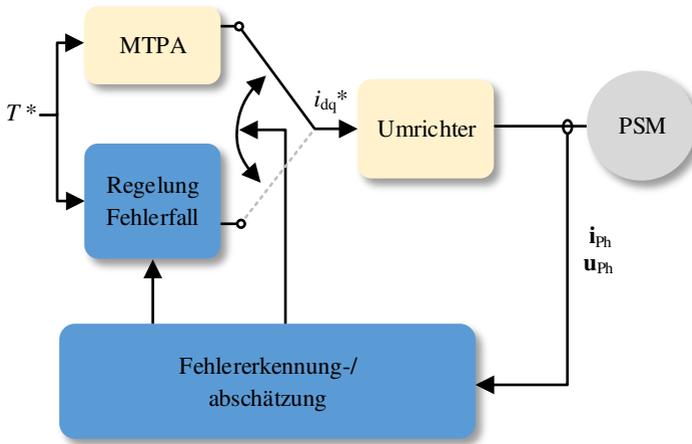


Abbildung 5.2: Reglerstruktur für die fehlertolerante Regelung mit Änderung der Sollwertvorgabe bei der Umschaltung zwischen fehlerfreiem und -behaftetem Betrieb

die gewünschte Leistung bereitstellen kann. Zusammengefasst werden für die Realisierung der fehlertoleranten Regelung folgende Komponenten benötigt:

- Regelung im fehlerfreien Fall
- Fehlererkennung
- Fehlerabschätzung
- Regelung im Fehlerfall

Abbildung 5.2 zeigt die gesamte Reglerstruktur und verknüpft die benötigten Komponenten. Die Regelung im fehlerfreien Fall beinhaltet die Sollwertvorgabe durch den MTPA-Block und die Stromregelung, welche in dieser Darstellung im Umrichter integriert ist. Allgemein prägen schnelle Stromregler die Sollströme i_{dq}^* mit einem sehr geringen Anteil an harmonischen Stromüberschwingungen ein, insbesondere wenn der Stromregler diese Überschwingungen phasen- und amplitudenrichtig kontrollieren kann [84]. Simulationsergebnisse mit dem analytischen Maschinenmodell haben gezeigt, dass die harmonischen Überschwingungen der Ströme auch ohne phasen- und amplitudenrichtige Kompensation vernachlässigt

werden können. Deshalb wird in dieser Arbeit für eine effizientere Implementierung ein linearer Stromregler verwendet, welcher in Tabellenform auf die nichtlinearen Kennfelder der dq-Flussverkettungen zurückgreift [85]. Entsprechend wird weiterhin von sinusförmigen Phasenströmen ausgegangen und die Fehlerdiagnose mit Hilfe der Phasenspannungen umgesetzt. Es wird demnach angenommen, dass eine Spannungsmessung an den Klemmen der Maschine vorhanden ist. Alternativ dazu kann die Sollspannung des Stromreglers zur Fehlerdiagnose verwendet werden. Dafür muss dann zusätzlich der Einfluss des Umrichters auf die Spannungswandlung mit einbezogen werden. Die gesamte Reglerstruktur wurde unter Verwendung des analytischen Maschinenmodells in MATLAB[®] Simulink[®] [D1] entworfen und für die anschließende Implementierung in der Prüfstandssoftware konzipiert. In den folgenden Abschnitten wird auf die Fehlererkennung, Fehlerabschätzung und Regelung im Fehlerfall näher eingegangen.

5.3 Fehlererkennung

Die Fehlererkennung in elektrischen Maschinen ist ein eigenständiges Forschungsgebiet. In dieser Arbeit basiert die Fehlererkennung auf der Fehlerabschätzung. Allgemein ist der Übergang zwischen Fehlererkennung- und abschätzung in der Literatur fließend. In dieser Arbeit wird die Fehlererkennung als eine Klassifikation des Fehlerfalls betrachtet und im Gegensatz dazu die Fehlerabschätzung als eine Regression des Schweregrades. Mit dieser Definition werden zunächst unterschiedliche Ansätze der Fehlererkennung mit ausgewählten Veröffentlichungen umrissen.

5.3.1 Stand der Technik

Zunächst können die Ansätze zur Fehlererkennung darin unterschieden werden, ob zusätzliche Sensorik verwendet wird oder nicht. In [86] wird ein Algorithmus vorgestellt, welcher mithilfe eines Beschleunigungssensors Lagerschäden in elektrischen Maschinen erkennt. Um Windingsschlüsse zu erkennen, werden in [87] und [88] zusätzliche Spulen vorgeschlagen, welche Änderungen des magnetischen Flusses im Fehlerfall erkennen. Da zusätzliche Sensorik jedoch auch fehleranfällig ist und weitere Kosten verursacht, wird auf diese Ansätze nicht näher eingegangen. Die Möglichkeiten zur Fehlererkennung können weiter in modell- und datenbasierte Ansätze unterteilt werden. In [89] wird ein modellbasierter Ansatz beschrieben, welcher mit Hilfe der Stromdifferenz zwischen

Maschinenmodell und Messung Windungsschlüsse erkennen kann. Durch die Verwendung eines transienten Maschinenmodells können Windungsschlüsse auch bei transienten Übergängen erkannt werden. Modellbasierte Ansätze ermöglichen eine präzise Fehlererkennung, wenn detaillierte Maschinenmodelle hinterlegt sind. Allerdings sind diese Modelle wiederum aufwändig online zu berechnen [90], weshalb hier weiterführend datenbasierte Ansätze vorgestellt werden. In [91] wird ein datenbasierter Ansatz vorgestellt, welcher Rotorextrizitäten, Windungsschlüsse und Entmagnetisierungen klassifizieren kann. Die harmonischen Oberschwingungen werden dabei mit Hilfe der Diskriminantenanalyse ausgewertet. Sowohl in [27] als auch in [77] werden nicht-physikalische Fehlerindikatoren eingeführt, welche online effizient berechnet werden können. Windungsschlüsse werden anschließend anhand eines Schwellwertvergleichs klassifiziert.

5.3.2 Unterscheidung zwischen Stator- und Rotorfehler

Der Fokus dieser Arbeit liegt auf der fehlertoleranten Regelung von PSMs mit Windungsschlüssen, welche somit auch klassifiziert werden müssen. Zum Einordnen in den Gesamtkontext werden die Fehlersignaturen weiterer Fehlerfälle beschrieben.

Statorfehler erzeugen eine statorfeste Asymmetrie und werden neben Windungsschlüssen auch durch Erd- oder Phasenschlüsse verursacht. In Abschnitt 4.1.5 wurde gezeigt, dass diese Wicklungsschlüsse zweite harmonische Oberschwingungen in den dq-Spannungen erzeugen. Die fehlerhafte Phase kann dabei anhand der Phasenlage bestimmt werden und eine Unterscheidung der Fehlerfälle ist ebenfalls möglich. Allerdings ist die Phasendifferenz insbesondere zwischen Windungs- und Erdschlüssen sehr gering, was eine praktische Umsetzung erschwert. Die betrachteten Wicklungsschlüsse erzeugen jedoch eine Fehlerverlustleistung, welche für große Fehlerwiderstände die gleichen Steigungen in Bezug auf $^2\hat{u}_q$ aufweisen. Deshalb ist eine exakte Fehlerklassifikation nicht notwendig, da für den vorgeschlagenen Ansatz lediglich die Fehlerverlustleistung relevant ist.

Rotorfehler erzeugen eine rotorfeste Asymmetrie, wodurch ebenfalls harmonische Oberschwingungen in den dq-Spannungen entstehen. Es existieren unterschiedliche Rotorfehler, wie zum Beispiel statische oder dynamische Rotorextrizitäten [92]. Bei PSMs kann es zudem zu einer teilweisen Entmagnetisierung der Rotormagnete kommen [91], was im Folgenden betrachtet wird. Eine Unterscheidung zwischen Stator- und Rotorfehler ist anhand der Ordnung der harmonischen Oberschwingungen möglich, wie in Abbildung 5.3 zu sehen ist. Abbildung 5.3 (a) zeigt die betragsmäßige Änderung des Frequenzspektrums der Spannung u_q , wenn ein Windungschluss auftritt. Die Änderung des Frequenzspektrums bei der teilwei-

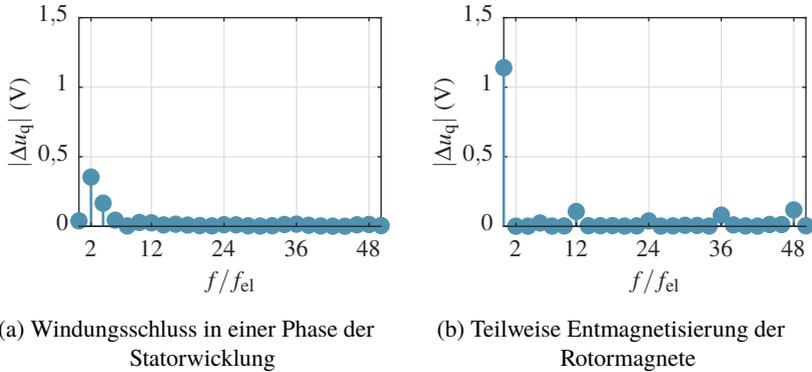


Abbildung 5.3: Betragsmäßige Änderung des Frequenzspektrums der Spannung u_q in Bezug auf die elektrische Frequenz f_{el}

sen Entmagnetisierung der Rotormagnete ist in Abbildung 5.3 (b) dargestellt. Die Fehlerfälle wurden mit dem vorgestellten dreiphasigen FEM-Modell im Leerlauf simuliert und sind in Bezug auf die Grundschwingung der elektrischen Frequenz f_{el} dargestellt. Wie bereits beschrieben, ist die zweite Harmonische bei einem Windungsschluss am stärksten ausgeprägt. Es ist zusätzlich noch die vierte Harmonische ausgeprägt, jedoch mit einer geringeren Amplitude. Die zweite und vierte Harmonische entsprechen bei der simulierten Maschine der Polpaarzahl p und der Polzahl $2p$. Die beschriebene Reduktion der Grundschwingungsamplitude der Phasenspannung wirkt sich hauptsächlich auf die Spannung u_d aus. Eine direkte Auswirkung der Entmagnetisierung ist am Mittelwert von u_q zu erkennen, welcher sich um 1,1 V reduziert. Des Weiteren treten harmonische Oberschwingungen mit einem Vielfachen von 12 auf, was dem Verhältnis zwischen der Nutenzahl und Polpaarzahl entspricht. Die Änderung der beiden Frequenzspektren ist somit primär abhängig von der Maschinengeometrie und kann als Ausgangslage für die Klassifikation stator- und rotorfester Fehlerfälle verwendet werden.

5.3.3 Umsetzung

Die Fehlererkennung basiert in dieser Arbeit auf der Fehlerabschätzung, welche im darauffolgenden Abschnitt erläutert wird. Es wird von dem vereinfachten Fall ausgegangen, dass im Fehlerfall nur Windungsschlüsse auftreten können. Die

fehlerbehaftete Phase wird nicht identifiziert, da die entwickelte Regelstrategie unabhängig davon ist. In Abschnitt 4.2.2 wurde die thermische Randbedingung der fehlertoleranten Regelung eingeführt. Diese begrenzt die zulässige Fehlerverlustleistung eines Windungsschlusses auf den Maximalwert $P_{F,max}$. Daraus resultiert, dass die Fehlererkennung einen Windungsschluss klassifiziert, sobald dieser Grenzwert überschritten wird. Fehlerfälle mit geringeren Fehlerverlustleistungen werden nicht klassifiziert, da diese als nicht sicherheitskritisch eingestuft werden. Um Störeinflüsse und daraus resultierende Ausreißer zu berücksichtigen, muss die Fehlerverlustleistung den Maximalwert länger als die Streckentotzeit über- oder unterschreiten, bis die Fehlererkennung den Windungsschluss klassifiziert oder die Klassifikation wieder aufhebt. Dadurch ist die Geschwindigkeit der Fehlererkennung unabhängig von dem Schweregrad des Windungsschlusses. Die Streckentotzeit wird in Gleichung (5.27) definiert. Die Fehlererkennung ist somit nicht nur an die Fehlerkombination w_F und R_F geknüpft, sondern auch an den Arbeitspunkt der Maschine. Daraus folgt, dass beispielsweise ein Windungsschluss im aktuellen Arbeitspunkt eine Fehlerverlustleistung unterhalb des Maximalwertes erzeugt und die Fehlererkennung keinen Windungsschluss klassifiziert. Erst wenn sich der Fehler weiter ausbreitet oder sich der Arbeitspunkt ändert, kann dies zu einer Klassifikation des Fehlers führen. Umgekehrt kann aber auch eine vorangegangene Klassifikation durch beispielsweise eine Drehzahlreduktion der Applikation wieder aufgehoben werden.

Die Güte der Fehlererkennung wird durch die Genauigkeit der Fehlerabschätzung bestimmt, welche anhand Gleichung (5.11) quantifiziert wird. Liegt die geschätzte Fehlerverlustleistung in der Nähe des zulässigen Maximalwertes, kann es im Rahmen dieser Schätzgenauigkeit zu einer fehlenden oder einer falschen Klassifikation kommen. Da der resultierende fehlertolerante Arbeitspunkt abhängig von der Differenz zwischen Schätz- und Maximalwert ist, wirkt sich dieser Bereich jedoch nur geringfügig auf das Betriebsverhalten der Maschine aus.

5.4 Fehlerabschätzung

Im Gegensatz zur Fehlererkennung wird die Fehlerabschätzung nicht als Klassifikation sondern als Regression betrachtet, welche den Schweregrad eines Windungsschlusses quantitativ abschätzt. Zur Einführung wird dafür der Stand der Technik beschrieben.

5.4.1 Stand der Technik

Wie bereits bei der Fehlererkennung beschrieben wurde, werden in [27] und [77] nicht-physikalische Fehlerindikatoren eingeführt. Diese beschreiben quantitativ den Schweregrad eines Windungsschlusses, allerdings ist das Ergebnis physikalisch nicht interpretierbar. In [93] wird ein modellbasierter Ansatz vorgestellt, welcher die Fehlerkombination, somit die Anzahl kurzgeschlossener Windungen und den Fehlerwiderstand eines Windungsschlusses, abschätzt. Da unterschiedliche Fehlerkombinationen die gleichen Auswirkungen auf das Maschinenverhalten haben können, entspricht die ermittelte Fehlerkombination jedoch nur einer von vielen Möglichkeiten. Ein hybrider modell- und datenbasierter Ansatz zur Abschätzung des Schweregrades wird in [94] vorgestellt. Je nach Anwendung kann dabei der Schweregrad unterschiedliche physikalische Größen repräsentieren. Als Eingangsvariablen werden neben harmonischen Oberschwingungen auch geschätzte Maschinenparameter und Modellabweichungen benötigt.

5.4.2 Datenbasierter Ansatz

Der datenbasierte Ansatz zur Fehlerabschätzung stellt eine Alternative zum modellbasierten Ansatz dar. Entsprechend der Fehlererkennung gilt auch bei der Fehlerabschätzung, dass das verwendete Modell präzise sein muss, um zuverlässige sowie aussagekräftige Ergebnisse erzielen zu können. Gleichzeitig steigt mit erhöhter Genauigkeit des verwendeten Modells auch der benötigte Rechenaufwand zur Online-Berechnung [90].

In dieser Arbeit wird der datenbasierte Ansatz gewählt, da dieser insbesondere für mehrdimensionale und nichtlineare Zusammenhänge sehr effizient implementiert werden kann, was für die geforderte Online-Berechnung elementar ist [95]. Grundsätzlich wird bei dem datenbasierten Ansatz mit einem maschinellen Lernverfahren Wissen aus vorhandenen Trainingsdaten extrahiert und im Anschluss auf neue Daten angewandt. Die verwendeten Datensätze können mit Simulations- oder Messdaten sowie einer Kombination daraus generiert werden. Die betrachteten Lernverfahren sind Algorithmen, welche mit Methoden aus dem Bereich der Statistik unterschiedliche Herangehensweisen verfolgen. Es wird beim maschinellen Lernen zunächst zwischen überwachtem und unüberwachtem Lernen unterschieden [96]. Beim überwachten Lernen enthält jeder Eingangswert der Trainingsdaten auch einen Ausgangswert. Das Ziel ist ein statistisches Modell zu erzeugen, welches über Assoziationen zwischen den bekannten Ein- und Ausgangswerten verfügt, um anschließend unbekanntem Eingangswerten einen Ausgangswert zuzuordnen oder annähern zu können. Dahingegen liegen beim

unüberwachtem Lernen lediglich Eingangswerte als Trainingsdaten vor. Der verwendete Algorithmus erkennt innerhalb dieser Eingangswerte Gruppierungen und kann anschließend unbekannte Eingangswerte ebenfalls diesen Gruppierungen zuordnen.

Überwachte maschinelle Lernverfahren werden zusätzlich in Klassifikationen und Regressionen unterteilt [96]. Bei einer Klassifikation werden die Eingangswerte einzelnen vordefinierten Klassen zugeordnet, was beispielsweise für die Klassifikation einer Fehlererkennung verwendet wird. Die Regression bildet dahingegen die Eingangswerte auf einen variablen Ausgang ab, wodurch Zusammenhänge quantitativ beschrieben werden. Somit eignet sich diese Methode, um im Zusammenhang mit der fehlertoleranten Regelung den Schweregrad eines Fehlers quantitativ abzuschätzen.

Definition Ein- und Ausgang

Bevor der eigentliche Algorithmus des maschinellen Lernverfahrens vorgestellt wird, werden die Ein- und Ausgänge definiert. Das Ziel ist die Abschätzung der Fehlerverlustleistung P_F , worüber die Ausgangsvariable definiert ist. Bei der Wahl der Eingangsvariablen werden charakteristische Merkmale ausgewählt, welche für eine effiziente Implementierung bestimmte Kriterien erfüllen müssen [97]. Zum einen muss darauf geachtet werden, dass eine Korrelation zwischen jeder Ein- und Ausgangsvariablen vorhanden ist, was beispielsweise durch einen Kausalzusammenhang gegeben ist. Bei den Eingangsvariablen untereinander muss dahingegen darauf geachtet werden, dass diese möglichst linear unabhängig sind und somit nicht miteinander korrelieren, da ansonsten redundante Informationen verarbeitet werden.

Die Fehlerverlustleistung P_F eines Windungsschlusses berechnet sich nach Gleichung (3.58) und ist allgemein abhängig von dem Arbeitspunkt und der Fehlerkombination:

$$P_F = f(i_d, i_q, n, w_F, R_F) \quad (5.1)$$

Der Arbeitspunkt wird über die Ströme i_d und i_q sowie über die Drehzahl n festgelegt. Die Fehlerkombination ist über die Anzahl der kurzgeschlossenen Windungen w_F und den Fehlerwiderstand R_F definiert. Damit sind die Abhängigkeiten der Ausgangsvariable von den unterschiedlichen physikalischen Größen bekannt. Die Größen i_d , i_q , n , w_F und R_F besitzen alle einen kausalen Zusammenhang mit der Fehlerverlustleistung P_F und korrelieren nicht oder nur teilweise miteinander. Der Arbeitspunkt der Maschine ist als physikalische Größe bekannt und somit

können die Größen i_d , i_q und n direkt als Eingangsvariablen verwendet werden. Die Fehlerkombination w_F und R_F ist jedoch von außen nicht direkt messbar. Es kann lediglich die Auswirkung auf das messbare Maschinenverhalten miteinbezogen werden. Wie bereits in Abschnitt 4.1.2 erwähnt, kann dabei die Auswirkung des Fehlers auf die harmonischen Oberschwingungen der dq-Spannungen verwendet werden. Die harmonischen Oberschwingungen prägen sich abhängig von dem Schweregrad eines Windungsschlusses aus, wodurch die Amplituden ${}^2\hat{u}_d$ und ${}^2\hat{u}_q$ nicht linear unabhängig voneinander sind. Es ist theoretisch ausreichend und am effizientesten, lediglich die Amplitude der zweite Harmonischen ${}^2\hat{u}_q$ zu verwenden, da diese im Vergleich zu ${}^2\hat{u}_d$ stärker ausgeprägt ist. Jedoch werden hier beide Amplituden als Eingangsvariablen berücksichtigt, da die Ausprägung der harmonischen Oberschwingungen im Vergleich zur Grundschwingung kleiner ist und dadurch Störeinflüsse reduziert werden können. Die Temperatur der Maschine wird nicht als Eingangsgröße mit berücksichtigt, da sich diese nicht auf die Asymmetrie des Fehlerfalls auswirkt. Die verwendete Frequenzanalyse, um aus den gemessenen Spannungen die benötigten Amplituden zu berechnen, wird im Abschnitt 5.4.3 näher beschrieben. Somit lässt sich zusammenfassen, dass der verwendete Algorithmus folgende Regression realisiert:

$$P_F = f(i_d, i_q, n, {}^2\hat{u}_d, {}^2\hat{u}_q) \quad (5.2)$$

Die Ausgangsvariable ist somit abhängig von fünf Eingangsvariablen und der Zusammenhang zwischen den Eingängen und dem Ausgang ist nichtlinear. Das Ziel ist eine Annäherung der Fehlerverlustleistung für den gesamten Betriebsbereich, entsprechend der schwarz gestrichelten Linie in Abbildung 4.2 (b), was bei der Auswahl der Trainingsdaten beachtet werden muss. Um die Abhängigkeiten der Fehlerverlustleistung berücksichtigen zu können und eine effiziente Online-Auswertung während des Betriebs zu ermöglichen, wird der gewählte Algorithmus im Folgenden vorgestellt.

Support Vector Machine

Zur Umsetzung der geschilderten Anforderungen gibt es mehrere Möglichkeiten. Zwei bekannte Ansätze sind zum einen das Künstliche Neuronale Netz (KNN) und zum anderen die Support Vector Machine (SVM), welche hier zunächst verglichen werden. Bei KNNs basiert die Informationsverarbeitung in Anlehnung an neuronale Netze, wie sie in biologischen Gehirnen existieren [96]. Ein signifikanter Nachteil von KNNs kann daraus abgeleitet werden, denn die Herkunft verdeutlicht die Komplexität des Ansatzes. Die Interpretation eines trainierten

KNNs ist nur bedingt umsetzbar, da der Informationsfluss durch die Kombination vieler einzelner Knotenpunkte schwer nachvollziehbar ist [96]. Ein weiterer Nachteil ist die mögliche Überanpassung von KNNs, wobei zufällige Muster in den Trainingsdaten gefunden werden, welche keine physikalische Bedeutung haben. Diese zufälligen Muster werden dann auf neue Daten angewandt und können somit in realen sowie zuvor unbekanntem Umgebungen unzuverlässigen Ergebnissen generieren. Die beiden Herausforderungen hinsichtlich Interpretierbarkeit und Überanpassung lassen sich mittels SVMs aufgrund einer anderen mathematischen Herangehensweise zuverlässiger adressieren [98], was für die Implementierung in sicherheitskritischen Anwendungen essentiell ist. Zudem sind SVMs insbesondere für kleine Datenmengen bis circa 2000 Datenpunkt sehr effizient, wohingegen KNNs Vorteile bei der Verarbeitung größerer Datenmengen aufweisen [99].

Zum besseren Verständnis von SVMs werden im Folgenden nach Kecman [99] die mathematischen Grundlagen eingeführt. Gegeben seien die Trainingsdaten $\mathbf{D}_{\text{SVM}} = \{[\mathbf{x}_j, y_j], j \in 1, \dots, J\}$ mit J Beobachtungen, wobei der Eingangsvektor \mathbf{x}_j jeder Beobachtung k -dimensional ist und jeder Ausgangswert y_j einen reellen Wert annimmt. Für diese Trainingsdaten wird eine lineare Regression für den Eingangsvektor \mathbf{x} gesucht mit der Form:

$$f(\mathbf{x}) = \mathbf{w}^T \mathbf{x} + b \tag{5.3}$$

Dabei ist \mathbf{w}^T der transponierte Normalenvektor und b der Offset. Prinzipiell könnte zur Bestimmung von \mathbf{w} die Methode der kleinsten Quadrate mit der Optimierungsfunktion $\sum_{j=1}^J (y_j - f(\mathbf{x}_j))^2$ angewandt werden. Die SVM bietet einen flexibleren Ansatz zur Bestimmung von \mathbf{w} mit vorteilhaften Freiheitsgraden. Dafür wird zunächst die Fehlerfunktion F_ϵ definiert:

$$F_\epsilon = \begin{cases} 0 & \text{für } |y_j - f(\mathbf{x}_j)| \leq \epsilon \\ |y_j - f(\mathbf{x}_j)| - \epsilon & \text{sonst} \end{cases} \tag{5.4}$$

Diese Fallunterscheidung bedeutet, dass eine Abweichung zwischen Regression und Trainingsdaten nur dann gewichtet wird, wenn diese größer ist als der Rand ϵ . Dadurch kann der Rechenaufwand minimiert und eine Überanpassung vermieden werden. Die Optimierungsfunktion O_{SVM} ist gegeben durch:

$$O_{\text{SVM}} = \frac{1}{2} \|\mathbf{w}\|^2 + C \sum_{j=1}^J |y_j - f(\mathbf{x}_j)|_\epsilon \tag{5.5}$$

Die Konstante C bestimmt das Verhältnis zwischen der minimalen quadratischen Norm und dem Schätzfehler. Der Summenterm bezieht sich auf die ε -Unempfindlichkeit nach Gleichung (5.4). Das konvexe Optimierungsproblem der Funktion O_{SVM} wird mit Hilfe von Lagrange-Multiplikatoren und Karush-Kuhn-Tucker-Bedingungen gelöst. Für eine lineare SVM-Regression ist der Normalenvektor dann gegeben durch:

$$\mathbf{w} = \sum_{j=1}^J (\alpha_j - \alpha_j^*) \mathbf{x}_j \quad (5.6)$$

Dabei sind α_j und α_j^* die Lagrange-Multiplikatoren, für die $\alpha_j \alpha_j^* = 0$ gilt. Liegt ein Datenpunkt \mathbf{x}_j innerhalb des ε -Randes, so sind beide Multiplikatoren gleich null. Ist α_j oder α_j^* ungleich null, liegt ein Datenpunkt über oder entsprechend unterhalb des ε -Randes. Solche Datenpunkte werden auch Stützvektoren genannt und haben dem Verfahren zu dem deutschen Namen Stützvektormethode verholfen. Neue Werte einer linearen Regression werden dann berechnet durch:

$$f(\mathbf{x}) = \sum_{j=1}^J (\alpha_j - \alpha_j^*) \mathbf{x}_j^T \mathbf{x} + b \quad (5.7)$$

Abbildung 5.4 verdeutlicht das Prinzip der linearen SVM-Regression anhand einer eindimensionalen Abbildung. Die grünen Punkte liegen innerhalb des ε -Randes und werden entsprechend der Lagrange-Multiplikatoren nicht für die Berechnung der Regression $f(\mathbf{x})$ verwendet. Die blauen Punkte dahingegen liegen auf oder außerhalb des Randes und sind somit Stützvektoren der Regression. Der Abstand zum Rand wird mit der Variablen ζ angegeben und der Stern * legt fest, ob der Punkt ober- oder unterhalb der Regression liegt. Die rote Linie stellt die resultierende Regression $f(\mathbf{x})$ dar. Für die Erweiterung der linearen SVM hin zu einer nichtlinearen Regression, wird der sogenannte Kernel-Trick angewendet. Der Eingangsvektor \mathbf{x}_j wird dafür ausgehend von dem k -dimensionalen Raum in einen höherdimensionalen Raum transformiert, um die Daten linear separieren zu können. Mit diesem höherdimensionalen Eingangsvektor wird dann eine lineare Regression durchgeführt und diese wird anschließend wieder in den k -dimensionalen Raum zurück transformiert. Als Resultat können unterschiedli-

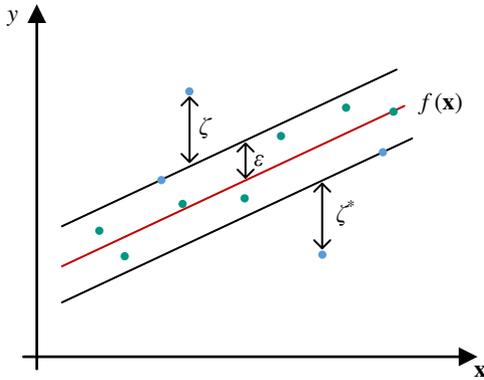


Abbildung 5.4: Prinzip einer linearen SVM-Regression $f(\mathbf{x})$ mit dem Rand ε und den Abständen ζ sowie ζ^* der Stützvektoren zum Rand

che Kernel-Funktionen für entsprechende nichtlineare Regressionen hergeleitet werden. Aus Gleichung (5.7) wird damit die allgemeine SVM-Regression:

$$f(\mathbf{x}) = \sum_{j=1}^J (\alpha_j - \alpha_j^*) K(\mathbf{x}_j, \mathbf{x}) + b \quad (5.8)$$

Dabei ist $K(\mathbf{x}_j, \mathbf{x})$ die Kernel-Funktion, welche als linearer, Gauß- und Polynom-Ansatz im Anhang in Tabelle A.1 beschrieben ist. Für die Abschätzung der Fehlerverlustleistung wird ein quadratischer Ansatz durch ein Polynom zweiter Ordnung gewählt, da dieser die Abhängigkeiten am genauesten beschreibt:

$$P_{F,SVM}(\mathbf{x}) = \sum_{j=1}^J (\alpha_j - \alpha_j^*) (1 + \mathbf{x}_j^T \mathbf{x})^2 + b \quad (5.9)$$

$$\mathbf{x} = [i_d, i_q, n, 2 \hat{u}_d, 2 \hat{u}_q] \quad (5.10)$$

Die Berechnung der Lagrange-Multiplikatoren, der Stützvektoren und des Offsets wird mit Hilfe von MATLAB[®] durchgeführt [D1]. Für die Beurteilung der Feh-

lerabschätzung wird die Wurzel der mittleren Fehlerquadratsumme (engl. Root Mean Square (RMS)-Error) verwendet:

$$e_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{J} \sum_{j=1}^J (\tilde{y}_j - y_j)^2} \quad (5.11)$$

Dabei ist \tilde{y}_j der geschätzte Werte der SVM auf Basis des Eingangsvektors \mathbf{x}_j und y_j der entsprechende Ausgangswert des Trainingsdatensatzes. Der verwendete Trainingsdatensatz \mathbf{D}_{SVM} , die resultierenden SVM-Parameter und die erzielte Genauigkeit der Abschätzung werden in Abschnitt 7.3 vorgestellt.

5.4.3 Frequenzanalyse

Als Eingangsgrößen für die Fehlerabschätzung werden die harmonischen Oberschwingungen ${}^2\hat{u}_d$ und ${}^2\hat{u}_q$ benötigt. Für die Online-Berechnung dieser Amplituden wird die Diskrete Fourier Transformation (DFT) verwendet.

Diskrete Fourier Transformation

Die DFT einer zeitdiskreten Zahlenfolge wird berechnet durch [100]:

$$\underline{X}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (5.12)$$

Dabei ist $\underline{X}(k)$ das komplexe Frequenzspektrum, $x(n)$ die diskrete Folge der Abtastwerte und N die Anzahl der Abtastwerte. Für die Online-Implementierung ist diese Berechnung nicht geeignet, da zu jedem Abtastzeitpunkt die gesamte Summe berechnet wird und somit viele redundante Berechnungen erfolgen. Für eine effizientere Implementierung wurde eine rekursive Berechnung der Gleichung (5.12) verwendet. Betrachtet wird dafür die Abtastfolge mit $N + 1$ Werten und den Abtastwerten $x(0) \dots x(N)$. Es gelten für die beiden aufeinanderfolgenden Abtastzeitpunkte t_0 und t_{0+1} die Abtastfolgen $x_{t_0} = [x(0), \dots, x(N - 1)]$ und $x_{t_{0+1}} = [x(1), \dots, x(N)]$. Die Summenformel für den Abtastzeitpunkt t_0 wird entsprechend (5.12) berechnet. Für den Abtastzeitpunkt t_{0+1} wird die Summenformel nun rekursiv mit Hilfe von $\underline{X}_{t_0}(k)$ berechnet:

$$\underline{X}_{t_{0+1}}(k) = \left(\underline{X}_{t_0}(k) + x(N) - x(0) \right) e^{j2\pi \frac{k}{N}} \quad (5.13)$$

Die Herleitung dieser Gleichung ist im Anhang unter Abschnitt A.2.2 aufgeführt. Anstelle von N Additionen und Multiplikationen sind nur noch 3 Additionen und eine Multiplikation notwendig, wodurch der Rechenaufwand erheblich reduziert wird. Allgemein gilt, dass alle N Abtastwerte mit in die DFT-Berechnung einbezogen werden. Das bedeutet im Umkehrschluss, dass diese Abtastwerte für einen konstanten Arbeitspunkt vorliegen müssen, um die stationäre Amplitude der k -ten Frequenz bestimmen zu können. Während des Betriebs der Maschine entspricht die Taktfrequenz f_T des Umrichters gleichzeitig der Abtastfrequenz für die Frequenzberechnung. Die Anzahl der Abtastwerte N wird so gewählt, dass die Frequenz an der Stelle $k = 1$ der elektrischen Grundschwingung entspricht:

$$N = \frac{f_T}{f_{el}} \quad (5.14)$$

Damit aus Gleichung (5.13) die Amplitude der k -ten Frequenz berechnet werden kann, muss die DFT unabhängig von dem Einfluss der Abtastung erfolgen und das Frequenzband muss auf positive Frequenzen beschränkt werden [101]:

$$X_{\text{amp}}(k) = \left| \frac{2}{N} (X_{t_0}(k) + x(N) - x(0)) e^{j2\pi \frac{k}{N}} \right| \quad (5.15)$$

In Abbildung 5.5 ist die DFT-Berechnung der zweiten harmonischen Oberschwingung eines exemplarischen Eingangssignals mit der Grundschwingungsdauer T_1 zu sehen. Der Eingang ist entsprechend Abbildung 5.5 (a) für die Dauer T_1 gleich null und setzt sich anschließend aus einer Überlagerung mit dem Gleichanteil $X_{\text{amp}}(0) = 0,5$, der Grundschwingung $X_{\text{amp}}(1) = 0,3$ und der zweiten Harmonischen $X_{\text{amp}}(2) = 0,2$ zusammen. Es werden $N = 200$ Abtastwerte innerhalb einer Grundschwingung abgetastet und nach Gleichung (5.15) ausgewertet. Abbildung 5.5 (b) zeigt, dass der Ausgang der Berechnung entsprechend des Eingangssignals bis T_1 gleich null ist. Da die betrachtete Fensterung der Grundschwingungsdauer entspricht, werden N Abtastwerte benötigt, bis die gesuchte Amplitude der zweiten harmonischen Oberschwingung exakt berechnet wird. Dieses Verständnis ist wichtig für die weitere Beschreibung der fehlertoleranten Regelung, da diese Totzeit einen großen Einfluss auf die Reglerauslegung hat. Theoretisch kann die zweite Harmonische auch als Grundschwingung definiert werden, um dadurch die Totzeit zu halbieren. Jedoch wirkt die größere Fensterung gleichzeitig als Tiefpassfilterung des Eingangssignals, was für die praktische Implementierung sehr vorteilhaft ist.

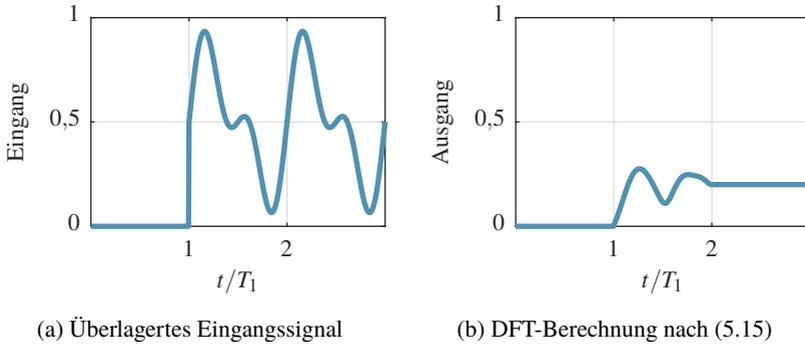


Abbildung 5.5: DFT-Berechnung der zweiten harmonischen Oberschwingung eines exemplarischen Eingangssignals, bestehend aus einer Verzögerung, einem Offset, einer Grundschwingung und einer zweiten harmonischen Oberschwingung

Görtzel Algorithmus

Eine noch effizientere Implementierung ist mit dem sogenannten Görtzel-Algorithmus möglich [100]. Dafür wird ebenfalls ausgehend von Gleichung (5.12) eine komprimiertere Berechnungsvorschrift abgeleitet. Das Resultat daraus ist die zeitdiskrete Filterfunktion $\underline{H}(z)$ mit dem Twiddle-Faktor $\underline{W}_N^k = e^{-j2\pi/N}$ [100]:

$$\underline{H}(z) = \frac{1 - \underline{W}_N^k z^{-1}}{1 - 2\cos(2\pi k/N)z^{-1} + z^{-2}} \quad (5.16)$$

Aufgrund der einfachen und effizienten Implementierung innerhalb der analytischen Simulationsumgebung, wurde für die Veröffentlichungen [E2, E6] der Görtzel-Algorithmus verwendet. Für die anschließende Implementierung innerhalb der Prüfstandssoftware wurde die rekursive DFT-Berechnung verwendet, da die verwendete C-Codegenerierung keine Synthese komplexer Filterfunktionen unterstützt. Der größte Unterschied der beiden Berechnungen liegt darin, dass für die Berechnung der rekursiven DFT $N + 1$ Abtastwerte zwischengespeichert werden müssen, da sowohl $x(N)$ als auch $x(0)$ für jede Berechnung benötigt wird. Für die Berechnung des Görtzel-Algorithmus werden lediglich die Abtastwerte bis

z^{-2} benötigt. Allerdings ist die Zwischenspeicherung der Werte technisch unproblematisch, das Resultat beider Berechnungen identisch und der Rechenaufwand vergleichbar.

5.5 Regelung Fehlerfall

Die Regelung im Fehlerfall wird nach Abbildung 5.2 aktiv, sobald die Fehlererkennung einen Windungsschluss klassifiziert. Die Sollwertvorgabe der Ströme i_{dq}^* wird dann nicht mehr durch das MTPA-Verfahren vorgegeben, sondern wird von dem Block Regelung Fehlerfall übernommen. Darin enthalten ist die Regelstrategie im Fehlerfall, welche in diesem Abschnitt erläutert wird. Die Reglerauslegung zur Umsetzung dieser Regelstrategie wird im darauffolgenden Abschnitt 5.6 durchgeführt. Neben der Regelstrategie der dreiphasigen PSM werden in diesem Abschnitt auch die Regelstrategien der pol- und lochgeteilten Maschinen vorgestellt.

5.5.1 Stand der Technik

Ansätze für Regelstrategien zur fehlertoleranten Regelung von PSMs mit Windungsschlüssen existieren bereits in der Literatur und wurden im Stand der Technik dieser Arbeit ausführlich beschrieben. In [22] wird eine Modulation der Flussverkettung zu einem dreieckförmigen Verlauf vorgeschlagen. Dadurch wird die induzierte Spannung auf einen vorgegebenen Maximalwert begrenzt und der Fehlerstrom dadurch reduziert. Eine Änderung des Stromwinkels wird in [26] vorgeschlagen, um die Phasenspannung zu reduzieren. In [27] wird unter Ausnutzung der Drehmomenthyperbel im Fehlerfall ebenfalls die Phasenspannung reduziert.

5.5.2 Regelstrategie dreiphasige PSM

Die Fehlerverlustleistung eines Windungsschlusses ist abhängig von dem Spannungsabfall über dem Fehlerwiderstand und kann nach Gleichung (3.59) über die Phasenspannung angenähert werden. Demnach lässt sich entsprechend dem Stand der Technik die Fehlerverlustleistung durch Reduktion der Phasenspannung reduzieren. Unter Vernachlässigung des ohmschen Spannungsabfalls gilt nach

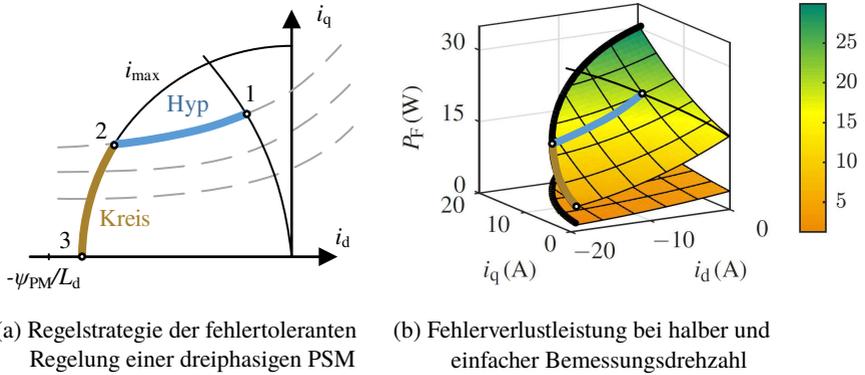


Abbildung 5.6: Sollwertvorgabe der dq-Ströme im Fehlerfall entlang der Drehmomenthyperbel und des Maximalstromkreises mit Gegenüberstellung der Fehlerverlustleistung

Gleichung (3.2) und (3.3) für die Amplitude der Phasenspannung im stationären Betrieb:

$${}^1\hat{u}_{\text{Ph}} \approx \omega_{\text{el}} \sqrt{(L_{\text{q}} i_{\text{q}})^2 + (L_{\text{d}} i_{\text{d}} + \psi_{\text{PM}})^2} \quad (5.17)$$

Die Phasenspannung ist mit dieser Annäherung proportional zur elektrischen Kreisfrequenz ω_{el} und kann somit durch Reduktion der Drehzahl herabgesetzt werden. Wird der Strom i_{q} reduziert, wirkt sich das ebenfalls auf die Phasenspannung aus. Allerdings wird dadurch auch nach Gleichung (3.4) das Synchron- und Reluktanzmoment der Maschine reduziert. Ein negativer d-Strom kann der Permanentmagnet Flussverkettung ψ_{PM} entgegenwirken und somit ebenfalls die Phasenspannung herabsetzen. Nach Gleichung (3.4) resultiert daraus eine Drehmomentsteigerung durch ein erhöhtes Reluktanzmoment. Das Zusammenspiel von Synchron- und Reluktanzmoment ergibt Hyperbeln konstanten Drehmoments, welche bereits in [27] zur fehlertoleranten Regelung verwendet werden. Abbildung 5.6 (a) zeigt die in dieser Arbeit verwendete Regelstrategie inklusive Drehmomenthyperbeln und Maximalstromkreis. Zur Veranschaulichung ist in Abbildung 5.6 (b) die Fehlerverlustleistung eines exemplarischen Windungsschlusses mit $w_{\text{F}} = 3$ und $R_{\text{F}} = 100 \text{ m}\Omega$ bei $n = 750 \text{ min}^{-1}$ und $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ über die Ströme i_{d} und i_{q} aufgetragen.

Durch eine Anpassung des Arbeitspunktes kann die Fehlerverlustleistung im Betrieb reduziert werden. Abbildung 5.6 (b) zeigt, dass die Fehlerverlustleistung für größere Ströme i_q steigt und für kleinere Ströme i_d sinkt. Bei der betrachteten Maschine liegt der charakteristische Fehlerstrom ψ_{PM}/L_d außerhalb des Maximalstromkreises, weshalb das globale Minimum der Fehlerverlustleistung durch Anpassung der Ströme nicht erreicht werden kann. Das lokale Minimum der Fehlerverlustleistung liegt bei konstanter Drehzahl im Punkt der maximalen Feldschwächung bei $i_d = -i_{\max}$ und $i_q = 0$ A. Ist der charakteristische Fehlerstrom einer Maschine kleiner als der Maximalstrom, so ist die Fehlerverlustleistung minimal bei $i_d = -\psi_{PM}/L_d$ und $i_q = 0$ A. Die Fehlerverlustleistung ist wie bereits erwähnt zudem von der Drehzahl der Maschine abhängig. Eine Halbierung der Drehzahl bedeutet näherungsweise eine Viertelung der Fehlerverlustleistung. Allgemein ist die zulässige Anpassung des Arbeitspunktes abhängig von der Anwendung. Es wird zunächst von einer Applikation mit konstanter Drehzahl ausgegangen, wodurch eine Anpassung des Arbeitspunktes mit Strömen i_d und i_q umgesetzt werden kann. Die Auswirkungen der Regelstrategie auf unterschiedliche Zusammenhänge zwischen Drehmoment und Drehzahl werden in Abschnitt 5.7 beschrieben.

Der Bemessungspunkt ist durch das MTPA-Verfahren im fehlerfreien Fall gegeben und mit dem Punkt 1 in 5.6 (a) gekennzeichnet. Tritt nun ein Windungsschluss auf und die geschätzte Fehlerverlustleistung übersteigt die maximal zulässige Leistung $P_{F,\max}$, wird der fehlertolerante Arbeitspunkt eingeregelt. Dieser Arbeitspunkt kann nicht direkt anhand der geschätzten Fehlerverlustleistung bestimmt werden, da dieser von der Fehlerkombination abhängig ist, welche von außen nicht ermittelt werden kann. Der Stromraumzeiger wird zunächst von Punkt 1 entlang der Drehmomenthyperbel nach Punkt 2 verschoben, damit die Fehlerverlustleistung reduziert und das Drehmoment konstant gehalten wird. Die Drehmomenthyperbeln sind mit grau gestrichelten Linien eingezeichnet für PSMs mit $L_q > L_d$. Analytisch lässt sich der Sollstrom i_q^* aus dem Solldrehmoment T^* und dem Sollstrom i_d^* berechnen:

$$i_q^* = \frac{T^*}{\frac{3}{2}p (\psi_{PM} + (L_d - L_q)i_d^*)} \quad (5.18)$$

Nach Abbildung 5.7 wird der Sollstrom i_d^* durch einen Regler vorgegeben, welcher die Regeldifferenz e zwischen der maximal zulässigen Fehlerverlustleistung $P_{F,\max}^*$ und der geschätzten Fehlerverlustleistung $P_{F,SVM}$ als Eingang erhält. Für die praktische Implementierung wird aufgrund des nichtlinearen Eisenkreises der Sollstrom i_q^* über eine Lookup-Tabelle der Form $i_q^* = f(T^*, i_d^*)$ ausgelesen. Falls

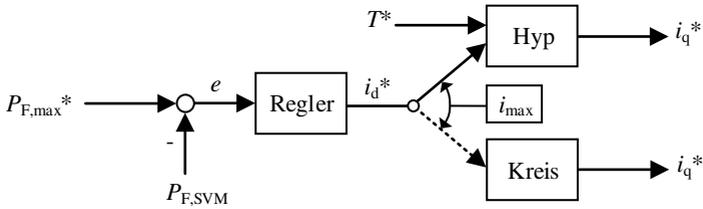


Abbildung 5.7: Regelung der Fehlerverlustleistung im Fehlerfall mit dem Ausgang i_d^* und der Berechnung des Sollwertes i_q^* aus i_d^* und T^* abhängig vom Arbeitspunkt

die Fehlerverlustleistung nach Erreichen von Punkt 2 weiter reduziert werden muss, kann dies bei konstanter Drehzahl nur durch Reduktion des Drehmoments erfolgen. Demnach wird der Arbeitspunkt dann von Punkt 2 entlang des Maximalstromkreises nach Punkt 3 verschoben. Der Sollstrom i_q^* wird dann wie folgt berechnet:

$$i_q^* = \sqrt{i_{\max}^2 - i_d^{*2}} \quad (5.19)$$

Diese Regelstrategie gilt für die betrachtete PSM mit $(\psi_{PM}/L_d) \geq i_{\max}$, wodurch der dreiphasige Kurzschlussstrom außerhalb des Maximalstromkreises liegt. Liegt der Kurzschlussstrom innerhalb des Maximalstromkreises, muss bei der Regelstrategie das MTPV-Verfahren berücksichtigt werden. Der Punkt 3 liegt dann nicht mehr auf dem Maximalstromkreis, sondern bei $-\psi_{PM}/L_d$. Die Funktionsweise der Regelung im Fehlerfall ist in Abbildung 5.7 zusammengefasst. Wie bereits erwähnt, ist darin der Regler enthalten, welcher im Fehlerfall den Sollstrom i_d^* vorgibt, sodass die geschätzte Fehlerverlustleistung dem Sollwert entspricht. Die Auslegung dieses Reglers wird in Abschnitt 5.6 behandelt.

5.5.3 Regelstrategie sechshephasige PSMs

Bei der Betrachtung der sechshephasigen PSMs wird entsprechend der Modellbildung zwischen pol- und lochgeteilten Maschinen unterschieden. Die resultierende Regelstrategien basieren auf den Auswirkungen der Windungsschlüsse, welche in Abschnitt 4.1.6 beschrieben werden.

Polgeteilte PSM

Die fehlertolerante Regelung der polgeteilten Maschine wird in [E2] detailliert beschrieben. Aufgrund der ausgeführten Statorwicklung kann die magnetische Kopplung zwischen dem dq1- und dq2-System für die Grundwellenbetrachtung vernachlässigt werden. Für die Beschreibung der harmonischen Oberschwingungen muss diese Kopplung jedoch mit berücksichtigt werden. Wird der ohmsche Spannungsabfall vernachlässigt, gilt nach den Gleichungen (3.61)-(3.64) für die Amplitude der Phasenspannungen beider Systeme näherungsweise:

$${}^1\hat{u}_{\text{Ph,dq1}} \approx \omega_{\text{el}} \sqrt{(L_{\text{q1}}i_{\text{q1}})^2 + (L_{\text{d1}}i_{\text{d1}} + \psi_{\text{PM1}})^2} \quad (5.20)$$

$${}^1\hat{u}_{\text{Ph,dq2}} \approx \omega_{\text{el}} \sqrt{(L_{\text{q2}}i_{\text{q2}})^2 + (L_{\text{d2}}i_{\text{d2}} + \psi_{\text{PM2}})^2} \quad (5.21)$$

Dadurch wird verdeutlicht, dass die beiden Systeme getrennt voneinander betrieben werden können und sich näherungsweise nicht beeinflussen. Für die Regelung im Fehlerfall ist es somit vorteilhaft, zwischen dem fehlerbehafteten und fehlerfreien System zu unterscheiden. Das fehlerbehaftete System verfolgt die gleiche Regelstrategie, welche bereits für die dreiphasige Maschine beschrieben wurde. Das gesunde System kann nun verwendet werden, um im Fall einer Drehmomentreduktion des fehlerbehafteten Systems eben diese zu kompensieren. Die Regelstrategie der polgeteilten Maschine ist in Abbildung 5.8 (a) zu sehen.

Die Punkte 1 und 2 sind äquivalent zu der Regelstrategie der dreiphasigen Maschine. Wird nun der Betriebspunkt des fehlerbehafteten Systems von Punkt 2 entlang des Maximalstromkreises verschoben, beginnt das fehlerfreie System die Drehmomentreduktion zu kompensieren. Dafür wird der Arbeitspunkt von Punkt 1 in Richtung Punkt 5 verschoben. Punkt 3 markiert die maximale Drehmomentreduktion, welche das fehlerfreie System kompensieren kann, um in Summe das Bemessungsmoment stellen zu können.

Abbildung 5.8 (b) visualisiert die Möglichkeiten, wie das mittlere Drehmoment \bar{T} der polgeteilten Maschine eingestellt werden kann. Dargestellt ist das Drehmoment aus FEM-Berechnungen über der i_{dq1} -Ebene für unterschiedliche Stromraumzeiger i_{dq2} . Für die unteren Ebene ist der Stromraumzeiger i_{dq2} gleich null und für die obere Ebene entspricht der Stromraumzeiger i_{dq2} dem MTPA Punkt am Maximalstromkreis. Für die mittlere Ebene entspricht $i_{\text{dq2}} = i_{\text{dq1}}$, was äquivalent zum Betrieb der dreiphasigen Maschine ist. Die unabhängige Wahl von i_{dq1} und i_{dq2} ermöglicht es somit im fehlertoleranten Betrieb das Bemessungsmoment über einen größeren Bereich aufrecht zu erhalten und gleichzeitig die Fehlerverlustleistung weiter zu reduzieren. Der Bereich der Bemessungsleistung

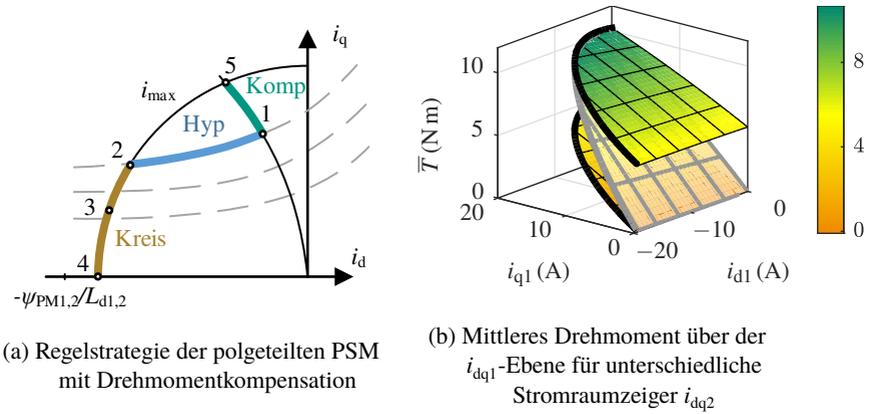


Abbildung 5.8: Sollwertvorgabe der dq-Ströme im Fehlerfall für die sechsphasige polgeteilte PSM auf Basis der Regelstrategie für die dreiphasige PSM

in Abbildung 5.1 vergrößert sich damit, was mit einer verbesserten Fehlertoleranz gleichbedeutend ist. In [E2] wird durch FEM-Ergebnisse gezeigt, dass mit der polgeteilten PSM im Vergleich zur dreiphasigen Ausführung bei dem Betrieb mit Bemessungsmoment 74% mehr Fehlerverlustleistung reduziert werden kann. Zudem kann mit dem fehlerfreien System noch immer circa die Hälfte des gesamten Bemessungsmoments gestellt werden, falls das fehlerbehaftete System im Punkt maximaler Feldschwächung betrieben wird. Bei dem Betrieb beider Teilsysteme mit unterschiedlichen Arbeitspunkten wirken radiale Kräfte auf den Rotor, welche bei der Lagerauswahl berücksichtigt werden müssen. Für die Abschätzung der Fehlerverlustleistung werden weitere Variablen benötigt:

$$P_{F,SVM}(\mathbf{x}) = f(i_{d1}, i_{d2}, i_{q1}, i_{q2}, n, {}^2\hat{u}_{d1}, {}^2\hat{u}_{d2}, {}^2\hat{u}_{q1}, {}^2\hat{u}_{q2}, \text{Phx}) \quad (5.22)$$

Es müssen beide Stromraumzeiger i_{dq1} und i_{dq2} sowie die Drehzahl n für die Bestimmung des Arbeitspunktes ausgewertet werden. Zur Abschätzung des Schweregrades müssen die Amplituden ${}^2\hat{u}_{dq1}$ und ${}^2\hat{u}_{dq2}$ mit einbezogen werden. Da die Kopplung beider Systeme nur näherungsweise vernachlässigt werden kann, muss ebenfalls die fehlerbehaftete Phasen Phx , $x \in \{1, \dots, 6\}$ für die Abschätzung berücksichtigt werden. Der ursprünglich 5-dimensionale Eingangsvektor wird damit 10-dimensional, wodurch der Aufwand zur Generierung der Trainingsdaten und zur Online-Berechnung der Regression signifikant steigt.

Lochgeteilte PSM

Bei der lochgeteilten Maschine ist die Kopplung beider dq-Systeme ein elementarer Bestandteil des Funktionsprinzips, welches die Koppelinduktivitäten in Gleichung (3.76) und (3.77) verdeutlichen. Dadurch kann im Bemessungspunkt, abhängig von dem Winkel zwischen den beiden Stromraumzeiger i_{dq1} und i_{dq2} , eine Steigerung des Drehmoments erreicht werden [60]. Unter Vernachlässigung des ohmschen Spannungsabfalls gilt nach den Gleichungen (3.70)-(3.73) für die Amplitude der Phasenspannungen der beiden Systeme näherungsweise:

$${}^1\hat{u}_{Ph,dq1} \approx \omega_{el} \sqrt{(L_{q1}i_{q1} + M_{q1q2}i_{q2})^2 + (L_{d1}i_{d1} + M_{d1d2}i_{d2} + \psi_{PM1})^2} \quad (5.23)$$

$${}^1\hat{u}_{Ph,dq2} \approx \omega_{el} \sqrt{(L_{q2}i_{q2} + M_{q2q1}i_{q1})^2 + (L_{d2}i_{d2} + M_{d2d1}i_{d1} + \psi_{PM2})^2} \quad (5.24)$$

Die Änderung eines Stromraumzeigers wirkt sich durch die Koppelinduktivitäten unmittelbar auf das jeweils andere dq-System aus. Dementsprechend können die Arbeitspunkte, anders als bei der polgeteilten Maschine, nicht unabhängig voneinander eingestellt werden. Ist beispielsweise das dq1-System fehlerbehaftet, so muss die Phasenspannung ${}^1\hat{u}_{Ph,dq1}$ herabgesetzt werden, damit die Fehlerverlustleistung reduziert wird. Das wirkt sich aber unmittelbar auf die Phasenspannung ${}^1\hat{u}_{Ph,dq2}$ aus und bewirkt nach Gleichung (3.75) eine Drehmomentreduktion des fehlerfreien dq2-Systems. Die lochgeteilte Maschine kann damit im Vergleich zur polgeteilten Maschine nicht vorteilhaft im Fehlerfall betrieben werden, wodurch sich die Regelstrategie der lochgeteilten Maschine nicht von der Regelstrategie der dreiphasigen Maschine unterscheidet. Eine Steigerung der Fehlertoleranz ist somit im Hinblick auf den Betrieb mit Windungsschlüssen nicht möglich.

5.6 Reglerauslegung Fehlerverlustleistung

Eine geregelte Anpassung des Arbeitspunktes im Fehlerfall, entsprechend einer vorgegebenen Regelstrategie, wurde in der Literatur nicht gefunden. Für die Umsetzung der Regelung im Fehlerfall wird im folgenden Abschnitt ein geschlossener Regelkreis entworfen. Allgemein gelten an den Regelkreis die Forderungen nach Föllinger [102]:

- Stabilität
- Stationäre Genauigkeit

- Ausreichende Dämpfung
- Hinreichende Geschwindigkeit

Die ersten beiden Anforderungen sind so essentiell wie auch selbstverständlich. Die Forderung an die ausreichende Dämpfung bezieht sich auf die Systemantwort bei einem Führungsgrößensprung. Definiert wird die Dämpfung darüber, dass eine aperiodische Sprungantwort gefordert wird, um Überschwingungen zu vermeiden. Die letzte Forderung resultiert daraus, dass der Regelkreis nicht ausgehend von den vorausgehenden Forderungen *totstabilisiert* wird. Damit anhand dieser Forderungen ein Regler ausgelegt werden kann, wird zunächst ein vereinfachtes Streckenmodell eingeführt. Mit diesem wird anschließend im Frequenzbereich das Verhalten des offenen Regelkreises analysiert und daraus werden die Regelparameter bestimmt. Abschließend wird das Verhalten des resultierenden geschlossenen Regelkreises vorgestellt.

5.6.1 Vereinfachung der Strecke

Damit ein sinnvoller Reglerentwurf durchgeführt werden kann, muss die Regelstrecke vereinfacht werden. Die Eingangsgröße der Strecke ist durch die Stromkomponente i_d^* gegeben. Der Ausgang des Systems entspricht der geschätzten Fehlerverlustleistung $P_{F,SVM}$. Die Strecke zwischen der Ein- und Ausgangsgröße ist primär abhängig von dem Arbeitspunkt und den Parametern des Windungsschlusses. Allgemein wird davon ausgegangen werden, dass der Fehler zeitlich veränderlich ist, weshalb das betrachtete System zeitvariant ist. Damit der Reglerentwurf anhand eines linearen zeitinvarianten Systems erfolgen kann, wird der Windungsschluss zunächst als zeitlich konstant betrachtet. Die Strecke kann durch diese Vereinfachung mit einem Proportionalglied und einem Totzeitglied beschrieben werden. Im Laplace-Bereich gilt somit für die vereinfachte Strecke [101]:

$$G_S(s) = P(s) T(s) \quad (5.25)$$

$$= k_F e^{-T_T s} \quad (5.26)$$

Dabei beschreibt $G_S(s)$ die Übertragungsfunktion der Strecke im Laplace-Bereich. $P(s)$ beschreibt die Proportionalität zwischen i_d^* und $P_{F,SVM}$. Die Totzeit $T(s)$ mit der Zeitkonstante T_T wird größtenteils durch die Berechnung der harmonischen Oberschwingungen verursacht. In Abbildung 5.9 ist das Strukturbild der Strecke zu sehen. Wie bereits in Abbildung 5.5 visualisiert, benötigt diese Berechnung

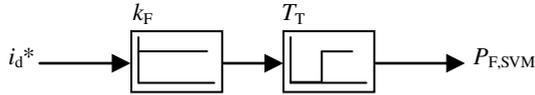


Abbildung 5.9: Vereinfachte Darstellung der Strecke mit dem Eingang i_d^* , der Verstärkung k_F , der Totzeit T_T und dem Ausgang $P_{F,SVM}$

aufgrund der gewählten Fensterung einen konstanten Arbeitspunkt für eine elektrische Grundschwingungsdauer. Da bei einem Arbeitspunktwechsel zusätzlich das transiente Verhalten der Maschine die Phasenspannungen verzerrt, muss die Zeitkonstante der Totzeit größer als eine elektrische Grundschwingungsdauer gewählt werden. Die Messergebnisse in Abschnitt 7.4.2 zeigen, dass die Zeitdauer der transienten Überschinger abhängig vom Arbeitspunktwechsel sind, jedoch stets kleiner als die Dauer einer elektrischen Grundschwingung. Somit wird die Zeitkonstante der Totzeit definiert durch:

$$T_T = 2T_{el} \quad (5.27)$$

Diese Verzögerung entspricht der Zeitdifferenz zwischen zwei Arbeitspunktwechsel der fehlertoleranten Regelung. Entsprechend der vorgestellten Regelstrategie wird der Arbeitspunkt zu Beginn entlang der Drehmomenthyperbel und im Anschluss entlang des Maximalstromkreises verschoben. Die Stromkomponente i_q^* wird entsprechend (5.18) und (5.19) aus dem Sollstrom i_d^* und dem Solldrehmoment T^* berechnet. Die Verstärkung k_F der Strecke ist somit abhängig von i_d^* und T^* . Diese Abhängigkeit muss bei der Modellierung der Strecke $G_S(s)$ berücksichtigt werden. Um die Komplexität zu reduzieren, wird zum einen als konstantes Solldrehmoment das Bemessungsmoment angenommen. Zum anderen wird eine konstante Verstärkung k_F für die beiden Abschnitte entlang der Drehmomenthyperbel und des Maximalstromkreises angenommen:

$$k_{F,Hyp} = \frac{P_{F,2} - P_{F,1}}{i_{d,2} - i_{d,1}} \quad (5.28)$$

$$k_{F,Kreis} = \frac{P_{F,3} - P_{F,2}}{i_{d,3} - i_{d,2}} \quad (5.29)$$

Abbildung 5.10 (a) zeigt in der i_{dq} -Ebene die beschriebenen Annahmen zur Linearisierung. Die resultierenden Verstärkungen $k_{F,Hyp}$ und $k_{F,Kreis}$ sind in Abbildung

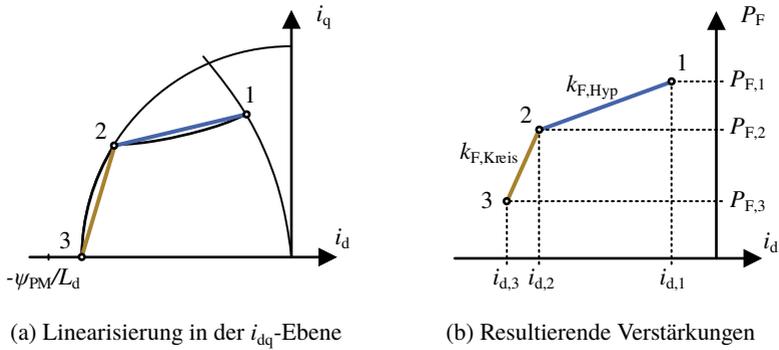


Abbildung 5.10: Annahmen zur Vereinfachung der Strecke entlang der Drehmomenthyperbel und des Maximalstromkreises mit den resultierenden Verstärkungen $k_{F,Hyp}$ und $k_{F,Kreis}$

5.10 (b) eingezeichnet. Arbeitspunktabhängig wird im Folgenden die Strecke G_S aufgeteilt in $G_{S,Hyp}$ und $G_{S,Kreis}$. Die Zeitkonstante der Totzeit ist dabei unabhängig vom Arbeitspunkt. Für die Reglerauslegung wird bei der Wahl der Teilstrecken der schaltbare Windungsschluss am Prüfstand mit maximalem Schweregrad angenommen. Das bedeutet, dass von einem initial schwerwiegenden Windungsschluss ausgegangen wird, für welchen die Regelparameter bestimmt werden. Da sich in der Praxis der Windungsschluss ausgehend vom fehlerfreien Betrieb entwickelt, kann damit die Stabilität für zeitvariante Windungsschlüsse sichergestellt werden.

Frequenzgang Strecke

Das Bode-Diagramm der beiden Teilstrecken $G_{S,Hyp}$ und $G_{S,Kreis}$ ist in Abbildung 5.11 zu sehen. Für den betrachteten Fehlerfall gilt $k_{F,Hyp} = 0,5$ und $k_{F,Kreis} = 2,5$ sowie für die Zeitkonstante $T_T = 40$ ms. Die Amplituden der Teilstrecken sind unabhängig von der Frequenz, da die Verstärkungen der Proportional- und Totzeitglieder ebenfalls frequenzunabhängig sind. Für die Teilstrecken gilt somit:

$$|G_{S,Hyp}(j\omega)| = k_{F,Hyp} \quad (5.30)$$

$$|G_{S,Kreis}(j\omega)| = k_{F,Kreis} \quad (5.31)$$

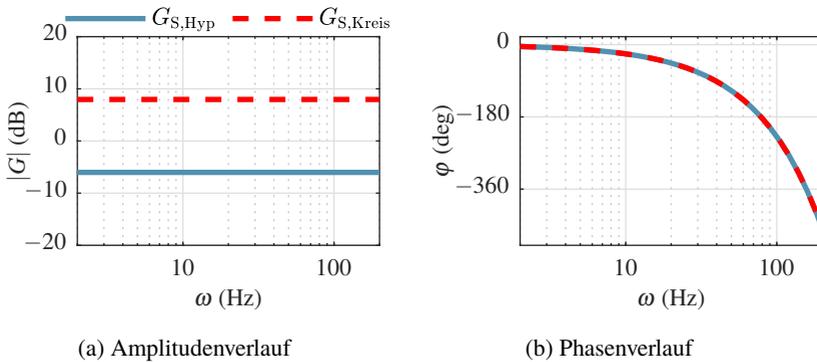


Abbildung 5.11: Bode-Diagramm der vereinfachten Strecken für die Drehmomenthyperbel $G_{S,Hyp}$ und den Maximalstromkreis $G_{S,Kreis}$

Der Phasengang der Teilstrecken wird durch das Totzeitglied bestimmt, da das Proportionalglied keine Phasenverschiebung bewirkt. Die gesamte Phasenverschiebung ist proportional zur Frequenz und es gilt:

$$\varphi (G_{S,Hyp}(j\omega)) = -\omega T_T \tag{5.32}$$

$$\varphi (G_{S,Kreis}(j\omega)) = -\omega T_T \tag{5.33}$$

5.6.2 Offener Regelkreis

In der Literatur wird eine Vielzahl analytischer Entwurfsverfahren zur Reglerauslegung beschrieben [103]. Allerdings eignen sich diese Verfahren nur für Systeme, welche sich durch eine Übertragungsfunktion mit bekannten Pol- und Nullstellen darstellen lassen [103]. Die Übertragungsfunktion der Totzeit wird nach Gleichung (5.26) durch eine Exponentialfunktion beschrieben, welche durch eine rationale Funktion nur angenähert werden kann. Ist die Zeitkonstante der Totzeit sehr viel kleiner als die Streckenzeitkonstante, so ist eine einfache Annäherung durch PTn -Glieder zulässig [104]. Aufwändigere Approximationen, wie die Padéentwicklung, nähern den Frequenzgang präziser an, erschweren aber durch die Verwendung von Übertragungsfunktionen höherer Ordnung den Reglerentwurf. Allgemeine Aussagen zur Stabilität eines Regelkreises mit einem Totzeitglied lassen sich zum Beispiel mit dem Nyquist-Kriterium treffen [104]. Dabei wird die

Frequenzgangortskurve des offenen Regelkreises $G_o(j\omega)$ betrachtet und anhand dessen eine Aussage über die Stabilität des geschlossenen Regelkreises getroffen. Konkret wird dabei der Verlauf des Frequenzgangs in Bezug auf den sogenannten kritischen Punkt $(-1, j0)$ in der komplexen Ebene untersucht. Eine erweiterte Interpretation des Nyquist-Kriteriums kann für die konkrete Parameterbestimmung des Reglers verwendet werden [104]. Im Bode-Diagramm des offenen Regelkreises ist der kritische Punkt bei der Amplitude $|G_o(j\omega)| = 1$ und der Phasenlage $\varphi(G_o(j\omega)) = -180^\circ$ wiederzufinden. Für die Auslegung des Reglers werden folgende drei Begriffe eingeführt:

- Bandbreite ω_B
- Phasenrand φ_R
- Amplitudenrand A_R

Die Bandbreite ω_B definiert die Frequenz, bei welcher der Amplitudenverlauf die 0dB-Linie schneidet. Der Phasenrand $\varphi_R = \varphi(G_o(j\omega_B))$ gibt den Abstand des Phasenverlaufs bei ω_B zur -180° -Linie an. Der Amplitudenrand gibt den Abstand des Amplitudenverlaufs zur 0 dB-Linie für die Phasenlage $\varphi(G_o(j\omega)) = -180^\circ$ an. Für den Regelkreis der Fehlerverlustleistung wird ein aperiodischer Verlauf bei einem Führungsgrößenprung gefordert. Darüber kann der Phasenrand definiert werden, welcher für diesen Fall zwischen 80° und 90° liegen soll [102]. Für das Führungsverhalten wird ein Amplitudenrand im Bereich zwischen 12 dB und 20 dB vorgeschlagen [103].

Reglerauswahl

Der wichtigste Standardregler ist heutzutage der PID-Regler, welcher sich aus einem Proportional-, Integrier- und Differenzglied zusammensetzt [103]. Ebenso relevant sind die Kombinationen, welche sich nur aus einem oder zwei der genannten Übertragungsglieder zusammensetzen. Abhängig von der Strecke und dem gewünschten Regelverhalten sind bestimmte Kombinationen sinnvoll. Das Integrierglied reagiert nur langsam auf eine Änderung, da die Regeldifferenz zunächst aufintegriert werden muss, erreicht dafür aber eine stationäre Genauigkeit. Das Proportional- und Differenzglied beschleunigen das Übertragungsverhalten, da diese unmittelbar auf eine Veränderung reagieren. Ein Regelkreis mit Differenzglied neigt jedoch zu Schwingungen und verstärkt zudem Störungen wie beispielsweise Messrauschen [104]. Allgemein können mit der Wahl des Reglers gezielt die Pol- und Nullstellen des geschlossenen Regelkreises beeinflusst

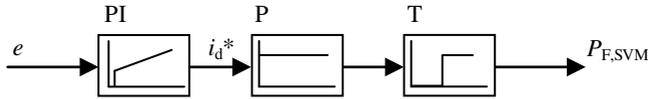


Abbildung 5.12: Darstellung des offenen Regelkreises mit der Regeldifferenz e als Eingang, dem PI-Regler, der vereinfachten Strecke und der geschätzten Fehlerverlustleistung $P_{F,SVM}$ als Ausgang

werden. Bekannte Verzögerungsglieder in der Strecke können demnach durch den Regler kompensiert werden.

Die betrachtete Strecke wird nach Gleichung (5.26) durch ein Proportional- und ein Totzeitglied beschrieben. Als Regler wird ein PI-Regler gewählt, welcher sich aus der parallelen Verschaltung eines Proportional- und Integriergliedes zusammensetzt mit der Übertragungsfunktion:

$$G_R(s) = k_P + \frac{k_I}{s} \tag{5.34}$$

Der PI-Regler eignet sich aufgrund der Verknüpfung von Geschwindigkeit und Stabilität für Systeme mit ausgeprägter Totzeit, wie es hier der Fall ist. In Abbildung 5.12 ist der offene Regelkreis zu sehen. Die Anforderungen an die Stabilität, stationäre Genauigkeit, Dämpfung und Geschwindigkeit lassen sich mit dem gewählten Regler realisieren. Ebenfalls könnte ein PID-Regler diese Anforderungen erfüllen, allerdings ist die aufwändigere Struktur dafür nicht notwendig.

Diskretisierung

Für die Implementierung auf einem digitalen Prozessor wird das System diskretisiert und entsprechend im z -Bereich beschrieben. Die Abtastzeit T_A für die Regelung der Fehlerverlustleistung wird gleich der Totzeit der Strecke gesetzt und es gilt:

$$T_A = T_T \tag{5.35}$$

Für die transformierten Teilstrecken gilt folglich im z -Bereich [101]:

$$G_{S,\text{Hyp}}(z) = k_{F,\text{Hyp}} z^{-1} \quad (5.36)$$

$$G_{S,\text{Kreis}}(z) = k_{F,\text{Kreis}} z^{-1} \quad (5.37)$$

Die Durchführung einer approximierten z -Transformation mit dem Euler-Verfahren liefert für die Übertragungsfunktion (5.34) des PI-Reglers [105]:

$$G_R(z) = k_P + k_I \frac{zT_A}{z-1} \quad (5.38)$$

Das Verhalten des geschlossenen Regelkreises soll unabhängig von der Teilstrecke sein, weshalb die PI-Regler $G_{R,\text{Hyp}}(z)$ und $G_{R,\text{Kreis}}(z)$ eingeführt werden. Für die offene Strecke gilt dann abhängig von dem Betriebspunkt auf der Drehmoment-hyperbel oder auf dem Maximalstromkreis:

$$G_{o,\text{Hyp}}(z) = \left(k_{P,\text{Hyp}} + k_{I,\text{Hyp}} \frac{zT_A}{z-1} \right) k_{F,\text{Hyp}} z^{-1} \quad (5.39)$$

$$G_{o,\text{Kreis}}(z) = \left(k_{P,\text{Kreis}} + k_{I,\text{Kreis}} \frac{zT_A}{z-1} \right) k_{F,\text{Kreis}} z^{-1} \quad (5.40)$$

Frequenzgang offener Regelkreis

Für den Frequenzgang des offenen Regelkreises werden die Anforderungen an den Phasenrand mit $\varphi_R = 90^\circ$ und an den Amplitudenrand mit $A_R = 15$ dB gestellt. Die Regelparameter werden so ausgelegt, dass das Verhalten des geschlossenen Regelkreises unabhängig von der aktuellen Teilstrecke ist:

$$G_{o,\text{Hyp}}(z) = G_{o,\text{Kreis}}(z) \quad (5.41)$$

Die Regelparameter werden mit MATLAB[®] [D1] so bestimmt, dass die Anforderungen an den Phasen- und Amplitudenrand erfüllt werden. Für die verwendeten Streckenparameter resultieren die Regelparameter in Tabelle 5.1. Da die beiden Teilstrecken $G_{o,\text{Hyp}}(z)$ und $G_{o,\text{Kreis}}(z)$ lediglich unterschiedliche Verstärkungen aufweisen, findet sich dieses Verhältnis in den Regelparametern wieder:

$$\frac{k_{P,\text{Hyp}}}{k_{P,\text{Kreis}}} = \frac{k_{I,\text{Hyp}}}{k_{I,\text{Kreis}}} = \frac{k_{F,\text{Kreis}}}{k_{F,\text{Hyp}}} \quad (5.42)$$

Der Frequenzgang beider offener Regelkreise ist in Abbildung 5.13 zu sehen. Aufgrund der Abtastfrequenz von $T_A = 40$ ms liegt die maximale Frequenz im

Tabelle 5.1: Strecken- und Regelparameter für den Betrieb entlang der Drehmomenthyperbel und des Maximalstromkreises für einen initialen Fehler mit maximalem Schweregrad

| Strecke | | | Regler | | |
|-------------|---------------|-------------|-------------|---------------|---------------|
| $k_{F,Hyp}$ | $k_{F,Kreis}$ | $k_{P,Hyp}$ | $k_{I,Hyp}$ | $k_{P,Kreis}$ | $k_{I,Kreis}$ |
| 0,5 | 2,5 | 0,2 | 8 | 0,04 | 1,6 |

Bode-Diagramm bei ungefähr 80 Hz. Bei dieser Frequenz ist die Phasenlage bei -180° und die Amplitudenreserve somit bei den geforderten 15 dB. Die Bandbreite liegt bei $\omega_B = 3$ Hz und die Phasenreserve entsprechend bei den geforderten 90° . Im Laplace-Bereich werden ungedämpfte Schwingungen entlang der $j\omega$ -Achse abgebildet und die Frequenzen können bis ins Unendliche betrachtet werden. Mit der z -Transformation werden diese Frequenzen auf den Einheitskreis abgebildet [101]. Aufgrund der Periodizität der komplexen Exponentialfunktion reicht das Spektrum eines mit $f_A = 1/T_A$ abgetasteten Signals deshalb nur von $-\pi f_A$ bis πf_A .

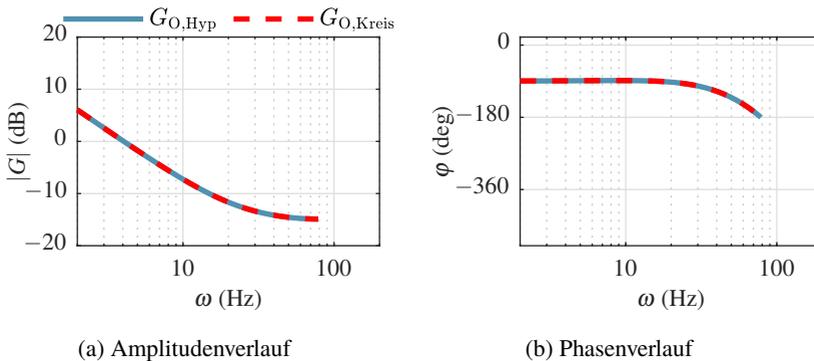


Abbildung 5.13: Bode-Diagramm der offenen, zeitdiskreten Regelkreise für die Drehmomenthyperbel $G_{o,Hyp}$ und den Maximalstromkreis $G_{o,Kreis}$

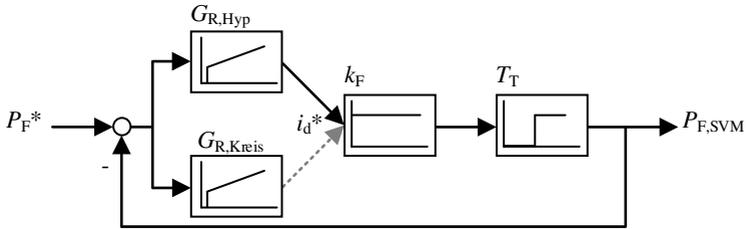


Abbildung 5.14: Darstellung des geschlossenen Regelkreises mit der maximal zulässigen Fehlerverlustleistung als Sollwert P_F^* , der beiden PI-Regler $G_{R,Hyp}$ und $G_{R,Kreis}$ sowie der vereinfachten Strecke G_S

5.6.3 Geschlossener Regelkreis

Der geschlossene Regelkreis mit den beiden PI-Reglern $G_{R,Hyp}(z)$ und $G_{R,Kreis}(z)$ ist in Abbildung 5.14 zu sehen. Wie bereits der Frequenzgang des offenen Regelkreises in Abbildung 5.13 zeigt, ist das Frequenzverhalten für beide Strecken identisch. Dementsprechend ist auch die Sprungantwort bei einem Führungsgrößensprung mit $P_{F,max}$ beider Systeme deckungsgleich, wie Abbildung 5.15 (a) zeigt. Die Anstiegszeit t_{an} beträgt 0,6 s und beschreibt die Zeitdifferenz zwischen 10% und 90% des stationären Endwerts. Zum Vergleich dazu wird die Anstiegszeit der lokalen Temperatur eines Windungsschlusses herangezogen. In der Beschreibung der thermischen Auswirkungen zeigt Abbildung 4.8, dass die Anstiegszeit für die ungünstige Fehlerposition 100 s beträgt, was auf den einbezogenen thermischen Pfad zurückzuführen ist. Dadurch ist die Zeitkonstante der fehlertoleranten Regelung im Vergleich zur thermischen Zeitkonstante vernachlässigbar klein. Durch die Wahl der Amplituden- und Phasenreserve ist zudem der Einschwingvorgang aperiodisch, wodurch keine Überschwinger auftreten.

Variable Streckenparameter

Für die Vereinfachung der Strecke wurde der zeitvariable Windungsschluss mit einem zeitinvarianten Verhalten angenähert. Windungsschlüsse mit einem niedrigeren Schweregrad als der Referenzwindungsschluss weisen eine geringere Verstärkung $k_{F,Hyp}$ und $k_{F,Kreis}$ auf. Dadurch verringert sich die Bandbreite, wodurch die Anstiegszeit des geschlossenen Regelkreises vergrößert wird. Die

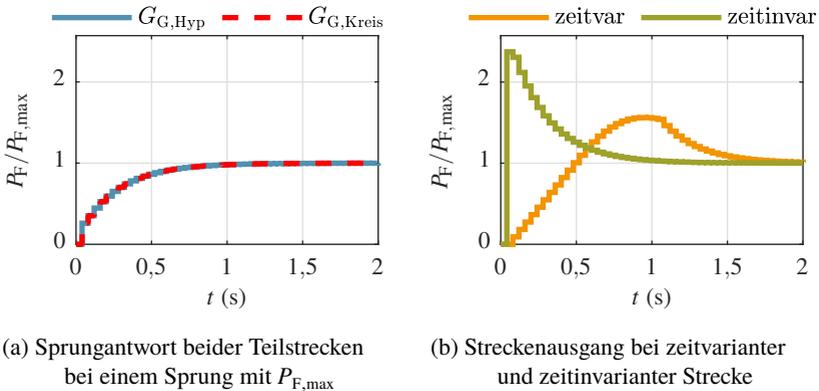


Abbildung 5.15: Übertragungsverhalten des geschlossenen Regelkreises bei einem Sollwertsprung und einer zeitlichen Änderung der Strecke

Stabilität wird durch die größere Amplituden- und Phasenreserve verbessert. Weist hingegen der initiale Windungsschluss einen größeren Schweregrad als der Referenzwindungsschluss auf, so sind die Verstärkungen der Strecke entsprechend größer. Dadurch reduziert sich die Amplituden- und Phasenreserve, bis der geschlossene Regelkreis instabil wird. Mit den gewählten Regelparametern ist ein aperiodischer Verlauf der Sprungantwort für eine Steigerung der Streckenparameter bis zu dem Faktor vier gewährleistet. Werden die Streckenparameter insgesamt um den Faktor acht verstärkt, befindet sich der geschlossene Regelkreis an der Stabilitätsgrenze. Da sich bei einem Windungsschluss der Fehlerwiderstand ausgehend von einem unendlich großen Wert verkleinert, steigert sich der Schweregrad inkrementell und nicht sprunghaft. In Abbildung 5.15 (b) ist der Streckenausgang des geschlossenen Regelkreises dargestellt für einen zeitvarianten und zeitinvarianten Windungsschluss. Im zeitinvarianten Fall wirkt unmittelbar der volle Schweregrad und im zeitvarianten Fall entwickelt sich der Windungsschluss innerhalb einer Sekunde, wodurch die maximal auftretende Fehlerverlustleistung deutlich reduziert ist. Der entwickelte Regelkreis begrenzt in beiden Fällen die Fehlerverlustleistung auf den zulässigen Maximalwert entsprechend der Anstiegszeit der Sprungantwort.

Smith-Prädiktor

Als Ausblick wird hier noch der Smith-Prädiktor vorgestellt, welcher speziell für Regelstrecken mit aperiodischem Verhalten und großen Totzeiten entwickelt wurde [103]. Die Voraussetzung für diesen Ansatz ist, dass das Streckenverhalten sehr genau bekannt sein muss. Ein online berechneter Streckenausgang wird auf die Regeldifferenz zurückgeführt, wodurch die tatsächliche Totzeit der Strecke eliminiert werden kann. Wird die Strecke G_O mit der Totzeit T_T betrachtet, so gilt:

$$G_O(s) = \tilde{G}_O(s)e^{-T_T s} \quad (5.43)$$

Die Übertragungsfunktion \tilde{G}_O entspricht dabei der Strecke ohne Totzeit. Mit einer Rückführung des online berechneten Streckenausgangs gilt für die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises mit Smith-Prädiktor:

$$G_G(s) = \frac{\tilde{G}_O(s)}{1 + \tilde{G}_O(s)} e^{-T_T s} \quad (5.44)$$

Dadurch kann die Totzeit der Strecke aus der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises eliminiert werden und muss bei der Reglerauslegung nicht mehr berücksichtigt werden. Die Totzeit verzögert nur noch den Ausgang des geschlossenen Regelkreises. Der Smith-Prädiktor wurde in dieser Arbeit jedoch nicht verwendet, da bereits kleine Abweichungen zwischen Streckenmodell und realer Strecke zu einem instabilen Übertragungsverhalten führen können. Die Abweichungen kommen zum einen durch die Schätzung der Fehlerverlustleistung und zum anderen durch das zeitvariable Verhalten des Windungsschlusses zustande. Bei der Verwendung des vorgestellten PI-Reglers haben diese Abweichungen nur einen geringen Einfluss auf die Dynamik und Stabilität. Für zukünftige Weiterentwicklungen kann es jedoch interessant sein, die Dynamik mit diesem Ansatz zu steigern.

5.7 Applikationen

Je nach Applikation eines elektrischen Antriebssystems ist das Drehmoment unterschiedlich mit der Drehzahl verknüpft [106]. In diesem Abschnitt werden mögliche Auswirkungen der vorgestellten Regelstrategie auf unterschiedliche Applikationen qualitativ vorgestellt. Nach Abbildung 5.2 ist das Soll Drehmoment T^* die Eingangsgröße der fehlertoleranten Regelung. Die Drehzahl und damit die

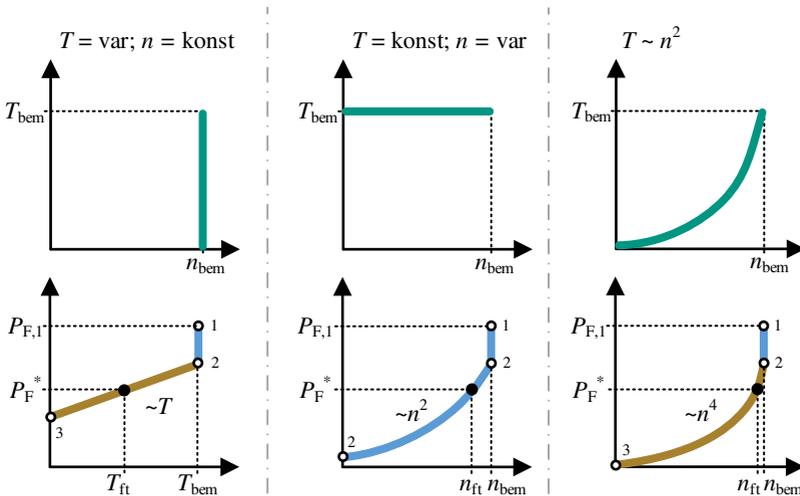


Abbildung 5.16: Mögliche Auswirkung der Regelstrategie bei unterschiedlichen Drehmoment-Drehzahl-Zusammenhängen auf den fehlertoleranten Arbeitspunkt

abgegebene mechanische Leistung wird in diesem Fall durch die Last vorgegeben. Diese Struktur muss für drehzahlgeregelte Antriebssysteme erweitert werden, worauf hier jedoch nicht näher eingegangen wird. Um verschiedene Applikationen abzudecken, werden die in der oberen Hälfte von Abbildung 5.16 dargestellten Zusammenhänge zwischen Drehmoment und Drehzahl untersucht. In der unteren Hälfte sind die Auswirkungen der fehlertoleranten Regelung auf die Fehlerverlustleistung angenähert dargestellt, auf welche im Detail eingegangen wird. Die farbliche Darstellung korreliert dabei mit der Regelstrategie der dreiphasigen Maschine aus Abbildung 5.6. Wird eine sechsheisige polgeteilte Maschine verwendet, wird dadurch der Bereich ohne Leistungsreduktion vergrößert. Es wird angenommen, dass die Fehlerverlustleistung $P_{F,1}$ des Bemessungspunkts halbiert werden muss, um die maximal zulässige Fehlerverlustleistung P_F^* zu erreichen. Im Folgenden wird auf die einzelnen Applikationen eingegangen.

Drehmoment variabel und Drehzahl konstant

Als Applikation mit variablem Drehmoment und konstanter Drehzahl kann beispielsweise ein elektrisch angetriebenes Schienenfahrzeug betrachtet werden. Dabei wird angenommen, dass der Ausfall einer Maschine nicht das Geschwindigkeitsprofil und damit die Bemessungsdrehzahl der Applikation ändert. Unabhängig von der Applikation kann die Fehlerverlustleistung reduziert werden, indem der Stromraumzeiger entlang der Drehmomenthyperbel von Punkt 1 nach 2 verschoben wird, wie die blauen Verläufe aller drei Applikationen darstellen. In dem betrachteten Beispiel muss die Fehlerverlustleistung weiter reduziert werden, indem der Stromraumzeiger von Punkt 2 entlang des Maximalstromkreises verschoben wird. Dadurch wird die Phasenspannung weiter herabgesetzt und zusätzlich wird auch das Drehmoment reduziert. Die Analyse mit dem Maschinenmodell zeigt, dass vereinfachend ein linearer Verlauf zwischen Fehlerverlustleistung und Drehmoment angenommen werden kann. Im fehlertoleranten Arbeitspunkt mit Bemessungsdrehzahl und fehlertoleranten Drehmoment T_{ft} entspricht die Fehlerverlustleistung dem Sollwert P_F^* . Befindet sich für einen schwerwiegenderen Windungschluss der fehlertolerante Arbeitspunkt in Punkt 3, wird kein Drehmoment mehr erzeugt und die Fehlerverlustleistung kann nicht weiter reduziert werden.

Drehmoment konstant und Drehzahl variabel

Ein konstantes Drehmoment bei variabler Drehzahl wird beispielsweise bei einem Aufzug oder Kran benötigt. Das Lastgewicht bestimmt dabei über die Schwerkraft das benötigte Drehmoment der Maschine. Es wird angenommen, dass eine Geschwindigkeitsänderung der Last durch eine vernachlässigbar kleine Drehmomentänderung erzeugt werden kann. Zu Beginn kann die Fehlerverlustleistung wieder reduziert werden, indem der Stromraumzeiger entlang der Drehmomenthyperbel verschoben wird. Kann dadurch der Sollwert P_F^* nicht erreicht werden, darf keine Drehmomentreduktion durch die Regelstrategie erfolgen, da sich sonst die Geschwindigkeit der Last unkontrolliert verändert. Eine weitere Reduktion der Fehlerverlustleistung muss über eine Drehzahlanpassung geschehen, wofür die Reglerstruktur entsprechend angepasst werden muss. Demnach wird im fehlertoleranten Arbeitspunkt das Bemessungsmoment durch den Stromraumzeiger in Punkt 2 erzeugt und die Drehzahl wird von der Bemessungsdrehzahl n_{bem} auf die fehlertolerante Drehzahl n_{ft} reduziert. Die Abbildungen 4.3 und 5.6 zeigen, dass der Zusammenhang zwischen Fehlerverlustleistung und Drehzahl quadratisch angenähert werden kann. Die Fehlerverlustleistung kann bei konstantem Drehmo-

ment nicht null werden, da auch im Stillstand durch den eingepprägten Phasenstrom ein Fehlerstrom fließt. Da im Stillstand aber keine Spannung induziert wird, ist die Fehlerverlustleistung sehr viel kleiner als bei der Applikation mit konstanter Drehzahl und variablem Drehmoment.

Drehmoment variabel und Drehzahl variabel

Es gibt unterschiedliche Möglichkeiten, wie ein variables Drehmoment mit einer variablen Drehzahl verknüpft werden kann. Beispielsweise kann das Drehmoment linear mit der Drehzahl ansteigen, woraus ein quadratischer Anstieg der Leistung folgt. Es kann aber auch eine konstante Leistung über der Drehzahl gefordert werden, wodurch das Drehmoment umgekehrt proportional zur Drehzahl abfällt. Hier wird als weitere Variante eine Lüfterkennlinie betrachtet, wie sie beispielsweise von dem Propeller eines elektrisch angetriebenen Flugzeuges erzeugt wird. Dabei gilt ein quadratischer Zusammenhang $T \propto n^2$ zwischen Drehmoment und Drehzahl, woraus ein kubischer Anstieg der Leistung folgt. Entsprechend den vorangegangenen Beispielen kann zunächst ohne Leistungsreduktion der Stromraumzeiger entlang der Drehmomenthyperbel verschoben werden. Wird dadurch der Sollwert der Fehlerverlustleistung nicht erreicht, folgt eine Drehmomentreduktion durch die Regelstrategie und daraus eine Drehzahlreduktion entsprechend der Lüfterkennlinie. Insgesamt kann die Fehlerverlustleistung mit einem Verlauf proportional zur vierten Potenz der Drehzahl angenähert werden. Daraus folgt, dass die fehlertolerante Drehzahl im Vergleich zum vorangegangenen Beispiel geringer abfällt, dafür aber das Drehmoment reduziert ist. Befindet sich der Stromraumzeiger in Punkt 3, so wird kein Drehmoment erzeugt und dadurch ist die Drehzahl gleich null. Somit kann mit der Lüfterkennlinie im Gegensatz zu den vorangegangenen Applikationen die Fehlerverlustleistung auf null reduziert werden.

Kapitel 6

Prüfstand

In diesem Kapitel wird der Prüfstand zum Messen der Kennfelder und zum Validieren der fehlertoleranten Regelung vorgestellt. Insbesondere wird das Zusammenspiel zwischen der Prüflings- und Lastmaschine sowie der damit verbundenen Leistungselektronik und Signalverarbeitung beschrieben, um die resultierenden Messergebnisse in Kapitel 7 zu untermauern. Zu Beginn wird dafür der Gesamtaufbau anhand eines Blockdiagramms vorgestellt. Der Leistungsteil des Prüfstands besteht aus zwei PSMs und vier Umrichtern. Die anschließende Beschreibung der Maschinen bezieht sich auf die Baugrößen, Maschinenparameter und Bemessungspunkte. Bei der Prüflingsmaschine wird zusätzlich auf die verwendeten Teilkomponenten und die Möglichkeit zum aktiven Schalten von Windungsschlüssen eingegangen. Die Leistungselektronik beinhaltet einen Gleichrichter, einen Tiefsetzsteller und die beiden Antriebsumrichter. Bei der Beschreibung werden die verwendeten Module sowie die Betriebsarten vorgestellt und die jeweilige Ansteuerung erklärt. Abschließend wird die Signalverarbeitung mittels dem ETI-intern entwickelten *SoC*-System erläutert und dabei auf die verwendete Messtechnik eingegangen.

6.1 Gesamtaufbau

Das Blockdiagramm des Prüfstands ist in Abbildung 6.1 (a) zu sehen. Der Gleichrichter entspricht in dieser Abbildung dem Active Front End (AFE) und wandelt die dreiphasige Eingangsspannung des ETI-internen *kleinen Netzes* mit $U_{\text{Netz}} = 125 \text{ V}$ in die Gleichspannung $U_{\text{DC1}} = 250 \text{ V}$ um. Diese Gleichspannung entspricht der Zwischenkreisspannung des Antriebsumrichters der Lastmaschine

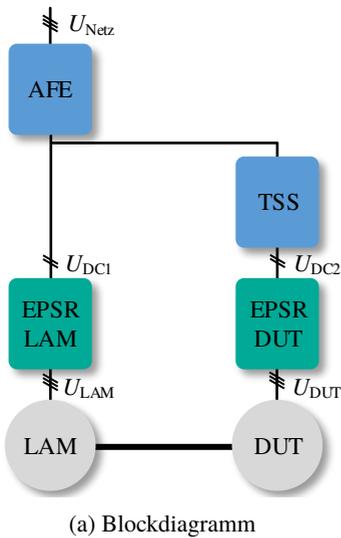


Abbildung 6.1: Aufbau des Prüfstands nach dem Blockdiagramm mit Gegenüberstellung des physikalischen Aufbaus, bestehend aus dem Maschinenbett sowie Umrichterschrank mit Leistungselektronik und Signalverarbeitung

(LAM). Die Prüflingsmaschine wird in der Abbildung Device Under Test (DUT) genannt. Der Tiefsetzsteller (TSS) wandelt die Gleichspannung U_{DC1} für den Zwischenkreis des Antriebsumrichters der Prüflingsmaschine in $U_{DC2} = 150 \text{ V}$ um. Die Umrichter werden ETI-intern entsprechend ihrer Bauform als Einplatinenstromrichter (EPSR) bezeichnet, was zu der Benennung EPSR LAM und EPSR DUT führt. Die Prüflingsmaschine ist über eine Drehmomentmesswelle sowie Balgkupplungen mit der Lastmaschine mechanisch verbunden. Die Wirkleistung zirkuliert dadurch im Kreis und der Gleichrichter deckt während des Betriebs die entstehenden Verluste. Abbildung 6.1 (b) zeigt den gesamten Prüfstands Aufbau mit Maschinenbett und Umrichterschrank. Der Umrichterschrank enthält neben der Leistungselektronik und Signalverarbeitung weitere Peripherie wie die Fehlerschaltung, Zwischenkreisplatinen, Schutzplatinen, Sicherungen und Drosseln für den Gleichrichter und Tiefsetzsteller. Sowohl die Prüflingsmaschine als auch die Lastmaschine werden über eine Flanschmontage am Maschinenbett befestigt.

Die Prüflingsmaschine ist mittig in Abbildung 6.1 (b) zu sehen und ist mit einer Vorrichtung zur forcierten Luftkühlung umschlossen.

6.2 Lastmaschine

Als Lastmaschine wird der Servomotor *LSH-127-4-30-560/T4,1R* von dem Hersteller *LTI-Motion* verwendet [D3]. Dabei handelt es sich um eine dreiphasige PSM mit konzentrierter Wicklung. Als Magnetmaterial wird im Rotor Neodym-Eisen-Bor eingesetzt. Die Maschine verfügt über eine integrierte Temperaturüberwachung und einen einpoligen Resolver. Die Polpaarzahl ist gegeben durch $p = 5$ und die linearisierten Induktivitäten L_d und L_q betragen jeweils 5 mH. Die Permanentmagnete erzeugen eine Flussverkettung von 200 mV s und der Phasenwiderstand beträgt $R_{ph} = 240 \text{ m}\Omega$. Das Bemessungsmoment der Maschine beträgt 21 N m, die Bemessungsdrehzahl 3000 min^{-1} , der Bemessungsstrom 14,88 A und die Zwischenkreisspannung für den Bemessungspunkt wird mit 560 V angegeben. Für den Prüfstandsbetrieb mit der Prüflingsmaschine ist eine reduzierte Zwischenkreisspannung von 250 V ausreichend. In Tabelle 6.1 sind die Maschinenparameter der Lastmaschine in der mittleren Zeile zusammengefasst.

6.3 Prüflingsmaschine

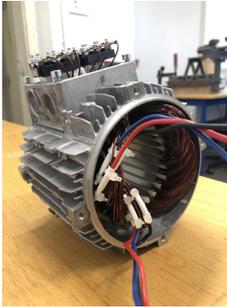
Die Prüflingsmaschine wurde aus einzelnen Teilkomponenten am ETI gefertigt und zusammengebaut. Für das Stator- und Rotorblechpaket wird der Schnitt *KSPM 80/4.70* von *Kienle+Spiess* verwendet [D4]. Die Maschine entspricht der Baugröße 80 und wird deshalb ETI-intern *KSPM80* bezeichnet. Das Statorgehäuse der *KSPM80* mit Statorblechpaket und Statorwicklung ist in Abbildung 6.2 (a) zu sehen. Von dem Statorblechpaket beträgt der Außendurchmesser 120 mm, der Innendurchmesser 70 mm und die Länge 80 mm. Es wird die Standardgüte M400–50A mit einer Blechdicke von 0,5 mm für das Stator- und Rotorblechpaket verwendet. Der Stator hat $N = 24$ Nuten und die Polpaarzahl ist durch den Rotor bestimmt mit $p = 2$. Ein maßstabgetreuer Schnitt der *KSPM80* ist im Anhang in Abbildung A.1 zu sehen. Als Magnetmaterial wird im Rotor ebenfalls Neodym-Eisen-Bor verwendet und der Rotor setzt sich aus zwei Teilsegmenten mit 40 mm Länge zusammen. Die vergrabenen Magnete mit der Kennung *N30UH* besitzen eine nominale Remanenzflussdichte von 1,125 T und eine Koerzitivfeldstärke von 852 kA/m. Für die dreiphasige Statorwicklung wird ein Lackdraht mit dem Durchmesser des Blankdrahts von 1,25 mm verwendet. Die Lackbasis des ver-

Tabelle 6.1: Maschinenparameter der Last- und Prüflingsmaschine mit Permanentmagnet Flussverketzung, linearisierten Induktivitäten in d- und q-Richtung, Bemessungsdrehmoment und ohmschem Phasenwiderstand

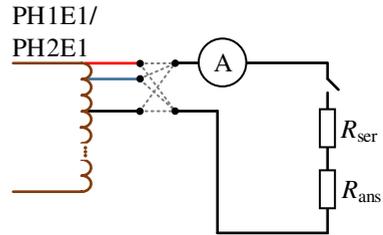
| | ψ_{PM} | L_d | L_q | T_{bem} | R_{Ph} |
|-----|-------------|--------|--------|-----------|----------------|
| LAM | 200 mV s | 5 mH | 5 mH | 21 N m | 240 m Ω |
| DUT | 158 mV s | 3,9 mH | 6,9 mH | 8 N m | 460 m Ω |

wendeten Lackdrahts ist nicht näher bekannt. Entsprechend der beschriebenen thermischen Randbedingung gilt für die Temperaturklasse F der Temperaturindex 155°C, wofür eine mögliche Lackbasis Polyurethan ist. In jeder Nut sind 20 Windungen eingebracht, woraus bei serieller Verschaltung die Phasenwindungszahl $w_{Ph} = 80$ folgt. Zwischen der Statorwicklung und dem Statorblechpaket wird als Isolationschutz das dreischichtige Isolationspapier Nomex-Mylar-Nomex mit der Isolationsklasse F und der Dicke 0,36 mm verwendet [D5]. Für die mechanische Stabilität und zur Verbesserung des thermischen Widerstands wird die Statorwicklung mit Epoxidharz beträufelt. Das 2-Komponenten-Epoxid-Träufelharz von *Bodo Möller Chemie* besteht aus dem Araldit *CY 246* und dem Härter *XB 5911* [D6]. Es wird eine forcierte Luftkühlung verwendet, um das Statorgehäuse der Prüflingsmaschine auf einem konstanten Temperaturniveau halten zu können. Dafür wird der Axiallüfter *2218F/2TDH4P* von *ebm-papst* mit einem maximalen Volumenstrom von 1220 m³/h verwendet [D7]. Die Rotorwelle der Maschine wird durch zwei Rillenkugellager des Typs *6204-2Z* von *SKF* gelagert [D8]. Die Grenzdrehzahl der Lager liegt bei 17000 min⁻¹. Für die Vorspannung des Rotors wird die Vorspannfeder *0WMST-0185SQ* von der Firma *Febrotec* verwendet [D9]. Diese besitzt eine Höhe von 3,81 mm und kann eine Federkraft von 129 N aufbringen.

Die linearisierten Induktivitäten betragen $L_d = 3,9$ mH und $L_q = 6,9$ mH. Die Permanentmagnete erzeugen eine Flussverketzung von $\psi_{PM} = 158$ mV s. Der charakteristische Kurzschlussstrom ist damit $\psi_{PM}/L_d = 40,5$ A und übersteigt den maximal zulässigen Phasenstrom von $i_{max} = 20$ A. Dieser Wert resultiert aus der Bandbreite effektiver Stromdichten von luftgekühlten Maschinen nach [60]. Die Prüflingsmaschine wurde für ein Bemessungsdrehmoment mit $T_{bem} = 8$ N m ausgelegt, was mit den Strömen $i_d = -4,5$ A und $i_q = 15,7$ A im MTPA-Punkt erzielt wird. Der ohmsche Phasenwiderstand beträgt $R_{Ph} = 460$ m Ω und die



(a) Gehäuse mit Stator, Wicklung und herausgeführten Windungen



(b) Schematische Darstellung der Statorwicklung und Fehlerschaltung

Abbildung 6.2: Prüfingsmaschine mit herausgeführten Windungen jeweils der ersten Einzelspule E1 von Phase Ph1 sowie Ph2 und schematischer Darstellung der Anschlussmöglichkeiten an die Fehlerschaltung

Bemessungsdrehzahl liegt bei 1500 min^{-1} . Tabelle 6.1 fasst in der unteren Zeile die Maschinenparameter der Prüfingsmaschine zusammen.

6.3.1 Fehlerschaltung

Die Abbildung 6.2 (a) zeigt die Statorwicklung der Prüfingsmaschine mit den Anschlüssen an einzelne Windungen, welche zum aktiven Schalten der Windungsschlüsse benötigt werden. Die Windungen wurden an der jeweils ersten Einzelspule E1 von Phase Ph1 und Ph2 an der ersten, zweiten und vierten Windung zugänglich gemacht. Nach dem Ersatzschaltbild der Statorwicklung in Abbildung 3.1 beziehen sich diese Anschlüsse auf die Einzelspulen Ph1E1 und Ph2E1. Um die Windungen zugänglich zu machen, wurde vor dem Beträufeln der Statorwicklung die Lackisolation an den jeweiligen Stellen entfernt und eindrige Kabel über Crimpverbindungen parallel angeschlossen. Für die Isolation der Anschlüsse wurden die Verbindungen mit Silikonschläuche umhüllt. Über Aussparungen im Lagerschild wurden die Anschlüsse nach außen geführt und mit der Fehlerschaltung verbunden.

In Abbildung 6.2 (b) ist die schematische Darstellung der Fehlerschaltung zu sehen. Es können die Anschlüsse zweier Windungen an die Fehlerschaltung angeschlossen werden, worüber sich die Anzahl der kurzgeschlossenen Win-

Tabelle 6.2: Schaltbare Windungsschlüsse am Prüfstand mit der Fehlerschaltung

| Phase Ph | 1 | 2 | |
|--|--------|--------|--------|
| Anzahl kurzgeschlossener Windungen w_F | 1 | 2 | 3 |
| ohmscher Fehlerwiderstand R_F | 100 mΩ | 140 mΩ | 190 mΩ |

dungen definiert. Folglich können damit ein, zwei und drei kurzgeschlossene Windungen realisiert werden. Zudem können mit der Fehlerschaltung neben Windungsschlüssen auch Phasen- oder Erdschlüsse untersucht werden. Der gesamte Fehlerwiderstand R_F eines schaltbaren Windungsschlusses setzt sich aus dem Anschlusswiderstand R_{ans} und einem zusätzlich seriell eingebrachten Widerstand R_{ser} zusammen. Der Anschlusswiderstand beträgt $R_{ans} = 90 \text{ m}\Omega$ und beinhaltet die ohmschen Widerstände der Zuleitungen und Anschlüsse. Der serielle Widerstand R_{ser} kann zwischen 10 mΩ, 50 mΩ und 100 mΩ variieren. Als schaltbare Fehlerwiderstände R_F folgen daraus 100 mΩ, 140 mΩ und $R_{F3} = 190 \text{ m}\Omega$. Die schaltbaren Fehlerkombinationen sind in Tabelle 6.2 zusammengefasst.

Die Windungsschlüsse werden in der Fehlerschaltung mit Schütze des Typs *LEV200A5ANA* von *Tyco Electronics* geschaltet [D10]. Diese können Ströme über 500 A schalten und ermöglichen damit einen vernachlässigbar kleinen Kontaktwiderstand von 0,2 mΩ. Die Fehlerschaltung verfügt über eine Strommessung, welche den Momentanwert i_F des Fehlerstroms messen kann. Über den Effektivwert I_F wird die gemessene Fehlerverlustleistung $P_{F,RMS}$ bestimmt.

6.4 Leistungselektronik

Die Leistungselektronik in dem Umrichterschrank beinhaltet den Gleichrichter, den Tiefsetzsteller und die beiden Antriebsumrichter. Alle vier Umrichter basieren auf der *kombi-EPSR* Plattform, welche am ETI entwickelt wurde. Diese wurde so konzipiert, dass als Leistungsmodul sowohl Silizium-Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) als auch Siliziumkarbid-Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors (MOSFETs) verwendet werden können.

6.4.1 Antriebsumrichter

Die beiden Antriebsumrichter der Prüflings- und Lastmaschine sind mit einer Drehstrombrückenschaltung aus Silizium-IGBTs bestückt. Dafür wird das Module

Tabelle 6.3: Leistungselektronik

| | Leistungsmodul | f_T | Ansteuerung |
|---------------------|----------------|--------|-------------|
| EPSR LAM / EPSR DUT | Silizium-IGBTs | 10 kHz | SoC-System |
| AFE / TSS | SiC-MOSFETs | 50 kHz | MAX10-FPGA |

FS75R12KT4B15 von dem Hersteller *Infineon* verwendet [D11]. Die Taktfrequenz beträgt $f_T = 10$ kHz und die Module werden über Kühlrippen luftgekühlt. Im Betrieb wird die Referenzspannung über eine Sinus-Dreieck-Modulation in das PWM-Signal der einzelnen Halbbrücken überführt. Die Ansteuerung der Module wird von einem SoC-System vorgegeben und an die Steuerplatinen der Umrichter übergeben. Die Umsetzung der Signalverarbeitung wird in Abschnitt 6.5 näher beschrieben. Über Schützplatinen sind die Antriebsumrichter mit den Maschinen verbunden. Diese Platinen sind mit den Schützen *LEV200A5ANA* von *Tyco Electronics* bestückt [D10]. In Tabelle 6.3 sind die Eigenschaften der Antriebsumrichter in der mittleren Zeile zusammengefasst.

6.4.2 Gleichrichter und Tiefsetzsteller

Der Gleichrichter und Tiefsetzsteller ist jeweils mit einer Drehstrombrückenschaltung aus Siliziumkarbid-MOSFETs bestückt. Dafür wird das Modul *CCS050M12CM2* von dem Hersteller *Cree* verwendet [D12]. Im Vergleich zu den Antriebsumrichtern kann dadurch die Taktfrequenz auf $f_T = 50$ kHz erhöht werden, was sich vorteilhaft auf die Größe der benötigten Drosseln auswirkt. Für den Anschluss des Gleichrichters wird eine dreiphasige Netzdrossel mit der Induktivität 1 mH verwendet. Aufgrund der geringen Grundschnwingung des Netzes von 50 Hz entstehen in der Drossel vergleichsweise wenig Eisenverluste, weshalb die Netzdrossel mit einem Eisenkern ausgeführt wird. Der Tiefsetzsteller ist dreiphasig aufgebaut und verwendet drei Drosseln mit 0,3 mH zum Wandeln der Gleichspannung. Da hier nicht die Netzfrequenz sondern die Taktfrequenz das Frequenzspektrum der Ströme dominiert, werden zur Reduktion der Eisenverluste die Kerne aus Eisenpulver gefertigt. Die Regelung des Gleichrichters und Tiefsetzstellers ist auf der Steuerplatine des jeweiligen Umrichters implementiert. Die Ansteuerung der Module erfolgt dadurch direkt von dem Field Programmable Gate Array (FPGA) der jeweiligen Steuerplatine.

6.5 Signalverarbeitung

Die Signalverarbeitung während des Prüfstandsbetriebs wird größtenteils auf dem am ETI entwickelten *SoC*-System durchgeführt. Namensgebend basiert dieses System auf einem System on Chip (SoC) und wird in [107] grundlegend beschrieben. Als Hardware wird von dem Hersteller *Xilinx* aus der *Zynq-7000 SoC* Familie der Chip *Z-7030* verwendet [D13]. Dieser verfügt über einen ARM-Cortex A9 Prozessor mit zwei Kernen und einen Kintex-7 FPGA. Das *SoC*-Systems wird mit der Software *Vivado Design Suite 2018.1* programmiert, welches vom gleichen Hersteller angeboten wird [D14]. Auf dem ersten Kern des Prozessors ist ein FreeRTOS Betriebssystem implementiert und stellt damit die Verbindung zu dem Prüfstandsrechner her. Die gesamte Regelung und der Prüfstandsbetrieb wird modellbasiert entwickelt und auf Basis der C-Codegenerierung von MATLAB[®] Simulink[®] [D1] auf dem zweiten Kern des Prozessors implementiert. Die Kommunikation zwischen diesem Regelungskern und dem FPGA wird über einen AXI-Stream hergestellt. Der FPGA des *SoC*-Systems wird für die Anbindung der AD-Wandler, die Vorverarbeitung der Messwerte, die Generierung der Interrupts für die Regelung und die Ansteuerung der Antriebsumrichter verwendet. Zudem können über die Buskommunikation des FPGAs weitere Erfassungskarten eingebunden werden, wie zum Auswerten des Drehgebers oder zur Kommunikation mit dem Gleichrichter und Tiefsetzsteller.

Ein weiterer Teil der Signalverarbeitung wird direkt auf den Steuerplatinen der Umrichter durchgeführt. Diese sind mit einem *MAX10*-FPGA von dem Hersteller *Intel* bestückt [D15]. Die Programmierung dieser FPGAs erfolgt mit der Software *Quartus II 15.0* von demselben Hersteller. Auf den *MAX10*-FPGAs der Antriebsumrichter sind beispielsweise Sicherheitsabschaltungen und die Umsetzung der Verriegelungszeiten implementiert. Bei dem Gleichrichter und Tiefsetzsteller ist der gesamte Zustandsautomat inklusive Regelung auf dem jeweiligen *MAX10*-FPGA implementiert. Von dem *SoC*-System werden diese Spannungsquellen lediglich in einen übergeordneten Zustandsautomaten integriert und darüber die Sollwerte der Zwischenkreisspannungen vorgegeben.

6.5.1 Messtechnik

Für die Strommessung der Antriebsumrichter und Fehlerschaltung wird der Stromsensor *CKSR 50-NP* von *LEM* verwendet [D16]. Dieser ist für 50 A Effektivstrom ausgelegt und verfügt über eine Bandbreite von 200 kHz. Als Analog Digital Converter (ADC) der Strommessung wird das Bauteil *LTC2325-16* von *Analog Devices* mit einer Auflösung von 16 Bit verwendet [D17]. Die Spannungsmes-

sung erfolgt über einen Spannungsteiler und wird galvanisch getrennt mit einem Optokoppler abgegriffen. Mit dem Bauteil *ADS8528SPM* als ADC von *Texas Instruments* wird dieses Signal mit einer Auflösung von 12 Bit quantisiert [D18]. Die Drehmomentmessung erfolgt über die Messwelle *DRFL-III-150-n* des Herstellers *ETH-Messtechnik*, welche über einen Messbereich bis 150 N m und eine Grenzfrequenz von 200 Hz verfügt [D19]. Als Drehgeber wird anstatt dem integrierten Resolver der Lastmaschine für eine verbesserte Genauigkeit der optische Inkrementalgeber *ROC 1013* von dem Hersteller *Heidenhain* mit absolutem Positionswert verwendet [D20]. Dieser verfügt über eine Auflösung von 13 Bit pro Umdrehung und wird über die Schnittstelle *EnDat 2.2* von dem *SoC*-System ausgelesen. Die Temperaturmessung der Last- und Prüflingsmaschine erfolgt mit einem Thermoelement Typ K, welches jeweils am Statorgehäuse angebracht ist.

Kapitel 7

Messergebnisse dreiphasige PSM

In diesem Kapitel werden die Messergebnisse der dreiphasigen PSM vorgestellt, welche mit dem beschriebenen Prüfstand aus dem vorangegangenen Kapitel generiert wurden. Die Messergebnisse werden für die Validierung der entwickelten fehlertoleranten Regelung verwendet. Zu Beginn werden die Kennfelder der fehlerfreien Maschine gezeigt, wobei auf die Spannungen, Flussverkettungen und das Drehmoment eingegangen wird. Bei den Spannungen werden zum einen die Phasen- sowie dq-Spannungen vorgestellt und zum anderen die zweiten harmonischen Oberschwingungen, welche aufgrund von Fertigungseinflüssen entstehen. Die Flussverkettungen werden ebenfalls als Phasen- sowie dq-Flussverkettungen dargestellt und daraus werden die Maschinenparameter bestimmt, wie die dq-Induktivitäten und die Permanentmagnet-Flussverkettung. Anschließend werden die Maschinenkennfelder der Prüflingsmaschine mit Windungsschlüssen gezeigt. Dabei wird auf die gemessene Fehlerverlustleistung und die Änderung der zweiten harmonischen Oberschwingungen eingegangen. Die daraus gewonnenen Erkenntnisse werden zum Generieren des Trainingsdatensatzes für die SVM-Regression der Fehlerverlustleistung verwendet. In diesem Zusammenhang wird die Genauigkeit der Fehlerabschätzung behandelt und die Parameter für die Online-Implementierung werden vorgestellt. Abschließend wird auf die Messergebnisse der fehlertoleranten Regelung für einen exemplarischen Fehlerfall eingegangen und das thermische Verhalten wird mit dem dreidimensionalen Maschinenmodell bestätigt.

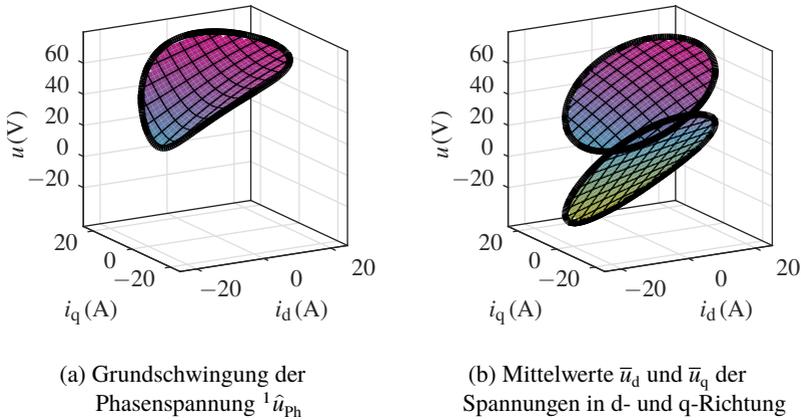


Abbildung 7.1: Phasen- und dq-Spannungen aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises bei $n = 1500 \text{ min}^{-1}$

7.1 Kenfelder fehlerfreier Fall

In diesem Abschnitt werden die Messergebnisse der fehlerfreien Maschine vorgestellt. Alle Messungen wurden bei der Bemessungsdrehzahl $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ und einer Gehäusetemperatur des Stators von $\vartheta_S = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ aufgenommen. Der Maximalstrom beträgt $i_{max} = 20 \text{ A}$.

7.1.1 Spannungen

Die Spannungsmessung am Prüfstand misst die Klemmenspannung direkt an der Maschine, woraus anschließend die Phasenspannungen berechnet werden. Abbildung 7.1 (a) zeigt die Grundschiwingungsbildung der Phasenspannung in Abhängigkeit der Ströme i_d und i_q innerhalb des Maximalstromkreises. Die Phasenspannung beträgt im Bemessungspunkt ${}^1\hat{u}_{ph} = 61,5 \text{ V}$ und kann auf ${}^1\hat{u}_{ph} = 23 \text{ V}$ durch Feldschwächung reduziert werden. Die gemittelten dq-Spannungen \bar{u}_d und \bar{u}_q werden aus den Phasenspannungen berechnet. Das dreiphasige Spannungssystem wird mit dem Rotorwinkel des Inkrementalgebers in das dq-System transformiert. Die Lage des Rotorwinkels wurde so kalibriert, dass die Spannung \bar{u}_d im Leerlauf bei positiver sowie negativer Bemessungsdrehzahl gleich groß ist [108]. Die Spannung \bar{u}_d wird im Leerlauf durch die Eisenverluste

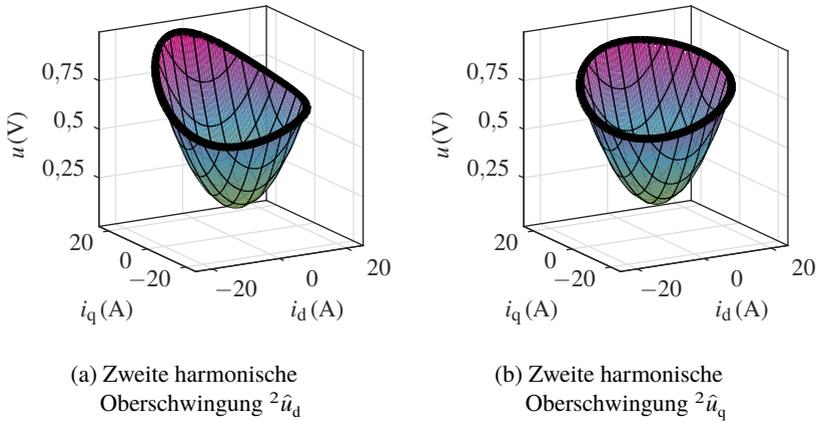


Abbildung 7.2: Spannungsamplituden der zweiten harmonischen Oberschwingungen in d- und q-Richtung aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises bei $n = 1500 \text{ min}^{-1}$

und Kreuzsättigung verursacht. In Abbildung 7.1 (b) zeigt die obere Oberflächenabbildung die Spannung \bar{u}_q und die untere Abbildung \bar{u}_d . Das Verhältnis der dq-Induktivitäten mit $L_d < L_q$ findet sich in den Steigungen der dq-Spannungen wieder.

Neben dem Mittelwert beinhalten die Spannung u_d und u_q auch harmonische Oberschwingungen. In Abbildung 7.2 sind die zweiten harmonischen Oberschwingungen ${}^2\hat{u}_d$ und ${}^2\hat{u}_q$ der fehlerfreien Maschine zu sehen. Bei einer ideal symmetrischen Maschine existieren keine zweiten harmonischen Oberschwingungen in den dq-Spannungen. Zweite harmonische Oberschwingungen des rotorfesten Koordinatensystems entsprechen im statorfesten Koordinatensystem dritten harmonischen Oberschwingungen. In einer ideal symmetrischen dreiphasigen Maschine können sich ganzzahlige Vielfache davon im Spannungssystem nicht ausbilden. Da die aufgebaute Maschine nicht ideal ist, weist diese auch im fehlerfreien Zustand Asymmetrien auf. Abbildung 7.2 (a) und 7.2 (b) zeigen, dass die Oberschwingungen ${}^2\hat{u}_d$ und ${}^2\hat{u}_q$ bereits im Leerlaufbetrieb einen Offset aufweisen, welcher beispielsweise durch statische sowie dynamische Rotorextrizitäten hervorgerufen werden kann. Zudem zeigen die harmonischen Oberschwingungen eine starke Abhängigkeit von der Stromamplitude. Dieser Teil wird primär durch asymmetrische Phasenwiderstände hervorgerufen, wie Simu-

lationsergebnisse bestätigen. Die asymmetrischen Phasenwiderstände entstehen bei der Kontaktierung der Einzelspulen mit Crimpverbindungen zu der gesamten Statorwicklung. Insbesondere bei manueller Fertigung der Maschine variiert die Qualität der Verbindungen, wodurch unterschiedliche ohmsche Phasenwiderstände entstehen. Der gemittelte Phasenwiderstand über alle drei Phasen wurde im Stillstand gemessen und beträgt bei Betriebstemperatur $R_{Ph} = 460 \text{ m}\Omega$, was mit der analytischen Berechnung im Rahmen der Parameterkenntnisse übereinstimmt. Bereits die Abweichung eines Phasenwiderstands von $5 \text{ m}\Omega$ sorgt bei Maximalstrom für eine Spannungsdifferenz von 100 mV . Dadurch entsteht im fehlerfreien Fall eine arbeitspunktabhängige Asymmetrie, welche in den Spannungen ${}^2\hat{u}_d$ und ${}^2\hat{u}_q$ sichtbar ist. Diese Auswirkung muss bei der Fehlerabschätzung berücksichtigt werden und wird in Abschnitt 7.3 näher beschrieben. Bei industrieller Fertigung sind diese Asymmetrien deterministischer und es ist davon auszugehen, dass diese innerhalb einzelner Chargen nur geringfügig schwanken. Demnach müssen die zweiten harmonischen Oberschwingungen der fehlerfreien Maschine nicht für jede Fertigung ausgewertet werden.

7.1.2 Flussverkettungen

Aus den Phasen- und dq-Spannungen der Abbildung 7.1 werden die Kennfelder der Phasen- und dq-Flussverkettungen unter Berücksichtigung des Phasenwiderstands und der Kreisfrequenz berechnet. Die Ergebnisse sind in Abbildung 7.3 dargestellt. Die Grundschiwingung der Phasenflussverkettung ${}^1\hat{\psi}_{Ph}$ in Abbildung 7.3 (a) zeigt das gleiche stromabhängige Verhalten wie die Grundschiwingung der Phasenspannung ${}^1\hat{u}_{Ph}$. Im Bemessungspunkt beträgt die Phasenflussverkettung ${}^1\hat{\psi}_{Ph} = 175 \text{ mV s}$ und kann auf ${}^1\hat{\psi}_{Ph} = 71 \text{ mV s}$ durch Feldschwächung reduziert werden. Die obere Oberflächenabbildung in Abbildung 7.3 (b) zeigt die gemittelte Flussverkettung $\bar{\psi}_d$ und die untere Abbildung zeigt $\bar{\psi}_q$. Im Leerlaufbetrieb kann die Permanentmagnet-Flussverkettung $\psi_{PM} = 158 \text{ mV s}$ abgelesen werden. Zudem können anhand der Flussverkettungen die Induktivitäten in d- und q-Richtung angenähert werden. Eine Linearisierung anhand dem Maximalstromkreis ergibt $L_d = 3,9 \text{ mH}$ und $L_q = 6,9 \text{ mH}$. Die Maschinenparameter der Prüflingsmaschine sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst.

Durch die Sättigung des nichtlinearen Eisenkreises kann das magnetische Verhalten der Maschine nur näherungsweise anhand der linearisierten Induktivitäten beschrieben werden. Für die Stromregelung werden deshalb die gemittelten Kennfelder der Flussverkettungen $\bar{\psi}_d$ und $\bar{\psi}_q$ in Abhängigkeit der Ströme i_d und i_q ausgewertet. Damit wird sichergestellt, dass das magnetische Verhalten in

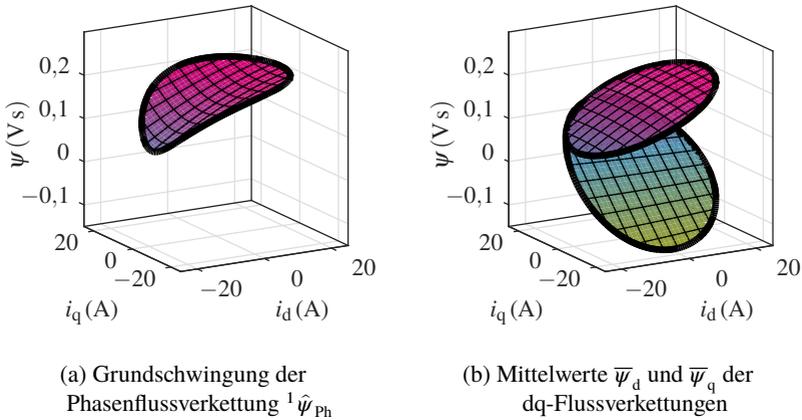


Abbildung 7.3: Phasen- und dq-Flussverkettungen aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises

Abhängigkeit vom Arbeitspunkt für eine hochdynamische Regelung nach [85] berücksichtigt wird.

7.1.3 Drehmoment

Der aufgebaute Prüfstand verfügt über eine Drehmomentmesswelle, mit welcher das mittlere Drehmoment \bar{T} in Abbildung 7.4 gemessen wurde. Das maximale Drehmoment beträgt $9,8 \text{ N m}$ im motorischen Betrieb und $-10,3 \text{ N m}$ im generatorischen Betrieb. Der Unterschied dieser Maximalwerte wird auf die Änderung der Stromrichtung und damit auf eine Umverteilung der vom Arbeitspunkt abhängigen Verluste zurückgeführt. In der Abbildung sind Konturlinien im Abstand von 2 N m eingezeichnet, welche die Hyperbeln konstanten Drehmoments repräsentieren. Zudem ist die MTPA-Kurve dargestellt, welche senkrecht zu den Drehmomenthyperbeln verläuft. Allgemein kann das Drehmoment der PSM nach Gleichung (3.4) in das synchrone Moment und Reluktanzmoment aufgeteilt werden. Das synchrone Moment ist abhängig von der Permanentmagnet-Flussverkettung ψ_{PM} sowie dem Strom i_q und dominiert das Reluktanzmoment. Dieses ist abhängig von der Differenz $(L_d - L_q)$ sowie dem Produkt der dq-Ströme $i_d i_q$. Die Dominanz des synchronen Moments lässt sich an den Steigungen der Drehmomenthyperbeln erkennen, welche durch die ausgeprägte Permanentmagnet-Flussverkettung in

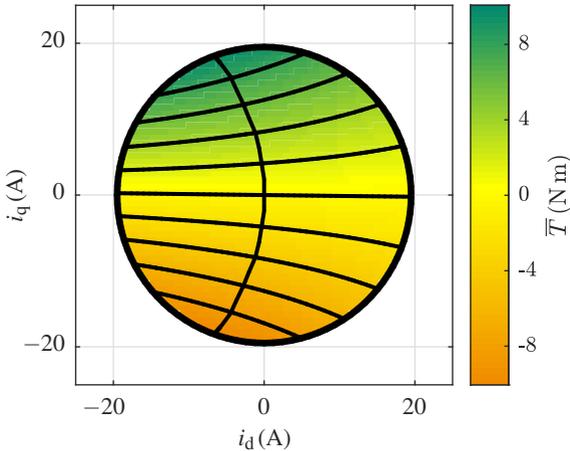


Abbildung 7.4: Mittleres Drehmoment \bar{T} aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises, mit Drehmenthyperbeln im Abstand von 2 N m und MTPA-Kurve

weiten Bereichen nahezu horizontal verlaufen. Im Bemessungspunkt mit den Strömen $i_d = -4,5$ A und $i_q = 15,7$ A beträgt das Drehmoment $\bar{T} = 8$ N m. Die Daten der Abbildung werden für die Regelstrategie der fehlertoleranten Regelung hinterlegt, um aus einem Soll Drehmoment die benötigten Sollströme zu bestimmen.

7.2 Maschinenkennfelder mit Windungsschlüssen

Die Maschinenkennfelder mit Windungsschlüssen wurden ebenfalls bei der Bemessungsdrehzahl $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ und der Gehäusetemperatur des Stators von $\vartheta_S = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ aufgenommen. Zur besseren Übersicht wird nur noch der motorische Bereich mit $i_d \leq 0$ A und $i_q \geq 0$ A innerhalb des Maximalstromkreises von $i_{\max} = 20$ A betrachtet. Alle aktiv schaltbaren Windungsschlüsse sind in Tabelle 6.2 zusammengefasst. Insgesamt können in jeweils zwei Phasen neun unterschiedliche Kombinationen mit der Anzahl kurzgeschlossener Windungen $w_F \in \{1, 2, 3\}$ und den Fehlerwiderständen $R_F \in \{100 \text{ m}\Omega, 140 \text{ m}\Omega, 190 \text{ m}\Omega\}$ untersucht werden. Der Windungsschluss mit maximalen Schweregrad bezieht sich

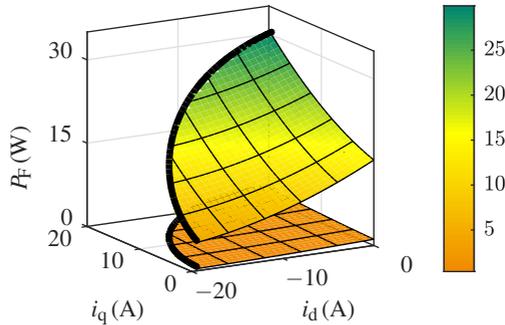


Abbildung 7.5: Fehlerverlustleistung P_F aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises mit minimalem Schweregrad für $w_F = 1$ und sowie $R_F = 190 \text{ m}\Omega$ und maximalem Schweregrad für $w_F = 3$ sowie $R_F = 100 \text{ m}\Omega$

auf die Kombination $w_F = 3$ sowie $R_F = 100 \text{ m}\Omega$ und derjenige mit minimalen Schweregrad auf die Kombination $w_F = 1$ sowie $R_F = 190 \text{ m}\Omega$.

7.2.1 Fehlerverlustleistung

Die gemessenen Fehlerverlustleistungen der Windungsschlüsse mit minimalem und maximalem Schweregrad sind in Abbildung 7.5 zu sehen. Der Schweregrad eines Windungsschlusses wird anhand der umgesetzten Fehlerverlustleistung bewertet. Dementsprechend wird die obere Oberflächenabbildung dem Fehlerfall $w_F = 3$ sowie $R_F = 100 \text{ m}\Omega$ zugeordnet und die untere Abbildung dem Fehlerfall $w_F = 1$ sowie $R_F = 190 \text{ m}\Omega$. Alle anderen Kombinationen der Windungsschlüsse liegen zwischen den beiden Oberflächen. Der Verlauf der Fehlerverlustleistung ist nach Gleichung (3.59) näherungsweise proportional zu dem Quadrat der Phasenspannung, was der Vergleich mit Abbildung 7.1 (a) bestätigt. Die maximale Fehlerverlustleistung ist in dem betrachteten Ausschnitt $P_F = 30,5 \text{ W}$ und kann auf das lokale Minimum $P_F = 5,1 \text{ W}$ durch Feldschwächung reduziert werden. Da der charakteristische Fehlerstrom ψ_{PM}/L_d außerhalb des Maximalstromkreises liegt, kann das globale Minimum der Fehlerverlustleistung nicht erreicht werden. Für den Windungsschluss mit minimalem Schweregrad kann die Fehlerverlustleistung von maximal $P_F = 2,2 \text{ W}$ auf $P_F = 0,4 \text{ W}$ reduziert werden. Qualitativ ist ersichtlich, dass die Fehlerverlustleistung über die Ströme i_d und i_q mit einem qua-

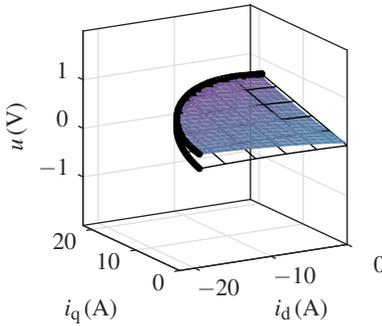
dratischen Verlauf angenähert werden kann. Dies ist die Grundlage zur Wahl des Polynom-Ansatzes zweiter Ordnung als Kernel-Funktion der Fehlerabschätzung.

7.2.2 Zweite harmonische Oberschwingung

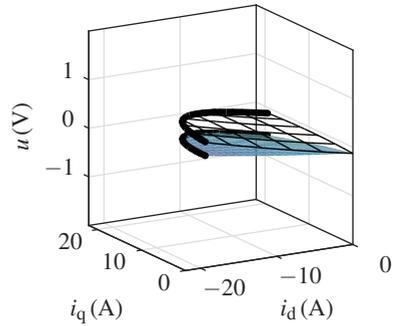
Die zweiten harmonischen Oberschwingungen ${}^2\hat{u}_d$ und ${}^2\hat{u}_q$ der fehlerfreien Maschine wurden in Abbildung 7.2 gezeigt. Im Folgenden wird auf die Änderung der Harmonischen aufgrund eines Windungsschlusses eingegangen, weshalb die Kennfelder der fehlerfreien und fehlerbehafteten Maschine phasenrichtig betrachtet werden müssen. Die komplexen harmonischen Oberschwingungen ${}^2\underline{u}_d$ und ${}^2\underline{u}_q$ werden dafür in den Real- und Imaginärteil aufgeteilt. In Abbildung 7.6 sind die gemessenen Oberschwingungen ${}^2u_{d, \text{re, mess}}$, ${}^2u_{d, \text{im, mess}}$, ${}^2u_{q, \text{re, mess}}$ und ${}^2u_{q, \text{im, mess}}$ zu sehen. Die Oberflächenabbildungen zeigen jeweils die gemessenen Oberschwingungen bei dem fehlerbehafteten Betrieb mit maximalem Schweregrad und die Netzabbildungen zeigen jeweils die gemessenen Oberschwingungen des fehlerfreien Betriebs. Die Oberschwingungen der verbleibenden Windungsschlüsse liegen jeweils zwischen den Oberflächen- und Netzabbildungen. Der Imaginärteil ${}^2u_{q, \text{im, mess}}$ zeigt die größte Abhängigkeit von dem Schweregrad des Windungsschlusses. Die maximale Spannungsdifferenz beträgt dabei 760 mV im Arbeitspunkt $i_d = 0$ A und $i_q = 20$ A. Die Spannungsdifferenz des Imaginärteils ${}^2u_{d, \text{im, mess}}$ beträgt im selben Arbeitspunkt 440 mV und äußert sich durch eine Verschiebung der Oberfläche nach unten. Die Auswirkungen des Windungsschlusses auf die Realteile ${}^2u_{d, \text{re, mess}}$ und ${}^2u_{q, \text{re, mess}}$ äußern sich primär durch eine Verkipfung der Kennfelder. Dadurch entstehen Verläufe, welche keine Spannungsdifferenz durch einen Windungsschluss aufzeigen. Im Punkt maximaler Feldschwächung weisen der Real- und Imaginärteil der Oberschwingungen in d-Richtung eine größere Spannungsdifferenz auf als der Real- und Imaginärteil der Oberschwingungen in q-Richtung. Dies bestätigt die Relevanz beider Oberschwingungsamplituden als Eingangsparameter der Fehlerabschätzung.

7.3 Abschätzung Fehlerverlustleistung

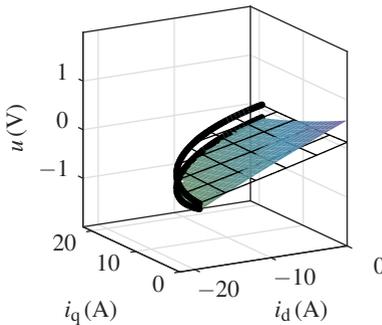
Damit die Abschätzung der Fehlerverlustleistung online implementiert werden kann, müssen zuvor die Koeffizienten der SVM-Regression nach Gleichung (5.9) mit Hilfe der vorgestellten Kennfelder bestimmt werden. Dafür werden zunächst die verwendeten Trainingsdaten und anschließend die resultierenden Parameter der Regression vorgestellt.



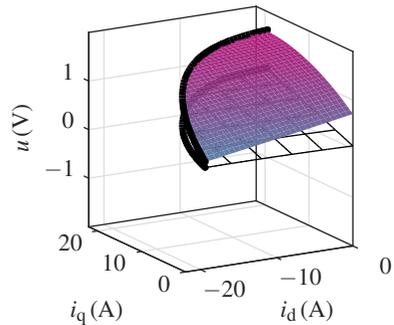
(a) Realteil der zweiten harmonischen Oberschwingung in d-Richtung
 ${}^2u_{d, \text{re, mess}}$



(b) Imaginärteil der zweiten harmonischen Oberschwingung in d-Richtung
 ${}^2u_{d, \text{im, mess}}$



(c) Realteil der zweiten harmonischen Oberschwingung in q-Richtung
 ${}^2u_{q, \text{re, mess}}$



(d) Imaginärteil der zweiten harmonischen Oberschwingung in q-Richtung
 ${}^2u_{q, \text{im, mess}}$

Abbildung 7.6: Messung der zweiten harmonischen Oberschwingungen der dq-Spannungen, aufgeteilt in Real- und Imaginärteil für den fehlerfreien Betrieb (Netzabbildungen) und fehlerbehafteten Betrieb (Oberflächenabbildungen), aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises

7.3.1 Trainingsdaten

Wie bereits beschrieben, wird für die SVM-Regression ein quadratischer Ansatz gewählt. Allgemein werden zur Bestimmung der Koeffizienten einer Polynomfunktion zweiten Grades drei Datenpunkte benötigt. Für die Zusammenstellung der Trainingsdaten werden deshalb drei unterschiedliche Schweregrade berücksichtigt. Zum einen wird der fehlerfreie Fall als Schweregrad null mit aufgenommen und zum anderen werden zwei Windungsschlüsse mit mittlerem und maximalem Schweregrad einbezogen. Für den Windungsschluss mit mittlerem Schweregrad wird die Fehlerkombination $w_F = 2$ sowie $R_F = 100 \text{ m}\Omega$ gewählt und für den Windungsschluss mit maximalem Schweregrad gilt $w_F = 3$ und $R_F = 100 \text{ m}\Omega$.

Impedanz kurzgeschlossener Windungen

Damit mit den ausgewählten Trainingsdaten die Fehlerverlustleistung weiterer Fehlerkombinationen abgeschätzt werden kann, muss der Fehlerwiderstand R_F in Bezug auf die Impedanz der kurzgeschlossenen Windungen Z_F nach Gleichung (3.50) betrachtet werden. Für die komplexen Impedanzen gilt mit einer winkelnunabhängigen Annäherung der kurzgeschlossenen Windungen:

$$w_F = 1 : Z_F \approx (3 + j0,6) \text{ m}\Omega \quad (7.1)$$

$$w_F = 2 : Z_F \approx (6 + j2,4) \text{ m}\Omega \quad (7.2)$$

$$w_F = 3 : Z_F \approx (9 + j5,4) \text{ m}\Omega \quad (7.3)$$

Bei drei kurzgeschlossenen Windungen gilt für den Betrag der komplexen Impedanz $|Z_{F1}| = 10,5 \text{ m}\Omega$. In Bezug auf den kleinsten Fehlerwiderstand mit $R_F = 100 \text{ m}\Omega$ gilt somit für alle schaltbaren Windungsschlüsse bei Bemessungsdrehzahl $|Z_F| \ll R_F$. Alle Fehlerfälle liegen dementsprechend nach Abbildung 4.2 auf der schwarz gestrichelten Annäherung und können mit den verwendeten Trainingsdaten online abgeschätzt werden.

Kombination Mess- und FEM-Ergebnisse

Für den j -ten Datenpunkt des Trainingsdatensatzes \mathbf{D}_{SVM} gilt:

$$\mathbf{D}_{\text{SVM},j} = [i_d, i_q, n, {}^2\hat{u}_d, {}^2\hat{u}_q, P_F] \quad (7.4)$$

Alle Einträge des Trainingsdatensatzes können somit direkt aus den vorgestellten Messergebnissen gewonnen werden. Das bedeutet aber im Umkehrschluss, dass für jede Applikation Messergebnisse im Fehlerfall vorliegen müssen. Für einen

allgemeineren Ansatz werden hier deshalb die Trainingsdaten aus einer Kombination von Messergebnissen im fehlerfreien Betrieb und FEM-Ergebnissen für die betrachteten Fehlerfälle generiert. Das analytische Modell bildet im Vergleich zum numerischen Modell die harmonischen Oberschwingungen aufgrund der gewählten Vereinfachungen ungenauer ab und wird deshalb nicht zur Erstellung des Trainingsdatensatzes verwendet. Mit dem kombinierten Ansatz zur Generierung der Trainingsdaten werden keine messtechnisch erfassten Kennfelder für unterschiedliche Fehlerfälle benötigt. Als Messdaten werden damit lediglich die zweiten harmonischen Oberschwingungen der dq-Spannungen im fehlerfreien Betrieb benötigt. Wie bereits in Abbildung 7.6 gezeigt, müssen die Kennfelder der Mess- und FEM-Ergebnisse für die Kombination phasenrichtig betrachtet werden, um die Phasenlage der Oberschwingungen korrekt zu berücksichtigen. Die Oberschwingungen werden dafür in den Real- und Imaginärteil aufgeteilt und anschließend superponiert:

$${}^2\hat{u}_d = \sqrt{({}^2u_{d, \text{re}, \text{H}, \text{mess}} + {}^2u_{d, \text{re}, \text{F}, \text{FEM}})^2 + ({}^2u_{d, \text{im}, \text{H}, \text{mess}} + {}^2u_{d, \text{im}, \text{F}, \text{FEM}})^2} \quad (7.5)$$

$${}^2\hat{u}_q = \sqrt{({}^2u_{q, \text{re}, \text{H}, \text{mess}} + {}^2u_{q, \text{re}, \text{F}, \text{FEM}})^2 + ({}^2u_{q, \text{im}, \text{H}, \text{mess}} + {}^2u_{q, \text{im}, \text{F}, \text{FEM}})^2} \quad (7.6)$$

Dabei sind ${}^2u_{d, \text{re}, \text{H}, \text{mess}}$ und ${}^2u_{d, \text{im}, \text{H}, \text{mess}}$ der gemessene Real- und Imaginärteil der zweiten harmonischen d-Spannung im fehlerfreien Betrieb und ${}^2u_{q, \text{re}, \text{H}, \text{mess}}$ und ${}^2u_{q, \text{im}, \text{H}, \text{mess}}$ beziehen sich auf die zweite harmonische q-Spannung. Im Fehlerfall beschreibt ${}^2u_{d, \text{re}, \text{F}, \text{FEM}}$ und ${}^2u_{d, \text{im}, \text{F}, \text{FEM}}$ den numerisch berechneten Real- und Imaginärteil der zweiten harmonischen d-Spannung und ${}^2u_{q, \text{re}, \text{F}, \text{FEM}}$ und ${}^2u_{q, \text{im}, \text{F}, \text{FEM}}$ beziehen sich auf die zweite harmonische q-Spannung.

Für den visuellen Vergleich sind in Abbildung 7.7 für den Windingsschluss mit maximalem Schweregrad die Messergebnisse als Oberflächenabbildungen und die kombinierten Trainingsdaten als Netzabbildungen dargestellt. Es ist ersichtlich, dass der Verlauf beider Kennfelder übereinstimmt und dass die Messergebnisse mit FEM-Ergebnissen präzise nachgebildet werden können. Der quantitative Vergleich anhand des RMS-Errors wird im folgenden Abschnitt vorgestellt.

Für den Trainingsdatensatz \mathbf{D}_{SYM} werden die dq-Ströme äquidistant mit einem Abstand von $\Delta i = 0,1i_{\text{max}}$ aufgelöst. Das ergibt in Summe 90 Datenpunkte in der i_{dq} -Ebene innerhalb des Maximalstromkreises. Als Drehzahl wird die Bemessungsdrehzahl berücksichtigt, da bei der Validierung der fehlertoleranten Regelung eine Applikation mit konstanter Drehzahl angenommen wird. Je nach Drehzahlbereich ist es sinnvoll neben der Bemessungsdrehzahl zusätzlich das untere und obere Drehzahllimit der Applikation mit einzubeziehen. Mit den 90

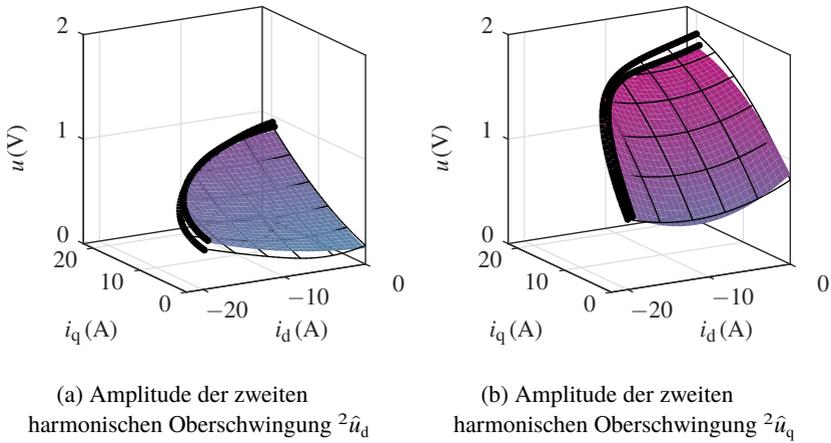


Abbildung 7.7: Vergleich der Oberschwingungsamplituden zwischen Messergebnissen (Oberflächenabbildungen) und kombinierten Trainingsdaten (Netzabbildungen) für den Windungsschluss $w_F = 3$ und $R_F = 100 \text{ m}\Omega$, aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises

Datenpunkten innerhalb der i_{dq} -Ebene, der konstanten Drehzahl und den drei unterschiedlichen Schweregraden folgen 270 Datenpunkte des Trainingsdatensatzes. Nach Gleichung (7.4) ergibt das die Dimensionen 270×6 für den Trainingsdatensatz \mathbf{D}_{SVM} .

7.3.2 Regressionsparameter

Die SVM-Parameter der Regression werden mit MATLAB® [D1] berechnet, wobei das Sequential Minimal Optimization (SMO)-Verfahren als Solver verwendet wird. Der Rand wird von dem Optimierungsverfahren festgelegt auf $\varepsilon = 0,88$ und von den 270 Datenpunkten werden 85 als Stützvektoren verwendet. Der Speicherbedarf der gesamten SVM-Parameter beträgt ungefähr 2 KB. Für die Berechnung der Genauigkeit der SVM-Regression wird der in Gleichung (5.11) eingeführte RMS-Error e_{RMS} verwendet. Zum Vergleich wird der RMS-Wert aller 270 Fehlerverlustleistungen des Trainingsdatensatzes herangezogen, welcher 10 W beträgt. Der RMS-Error beträgt $e_{\text{RMS}} = 0,8 \text{ W}$, wenn für den geschätzten Wert \hat{y}_j und den Ausgangswert y_j jeweils die Trainingsdaten verwendet werden.

Tabelle 7.1: Parameter der trainierten SVM-Regression für die Abschätzung $P_{F,SVM}$ der Fehlerverlustleistung

| Trainingsmatrix | Rand | Anzahl Stützvektoren |
|-----------------|---------------------------|----------------------|
| 270×6 | $\varepsilon = 0,88$ | 84 |
| Speicherbedarf | RMS-Fehlerverlustleistung | RMS-Error Messdaten |
| 2 KB | 10 W | $e_{RMS} = 1,3 W$ |

Für die Bewertung des anschließenden Betriebs am Prüfstand werden die gemessenen harmonischen Oberschwingungen als Eingangswerte für den Schätzwert \tilde{y}_j verwendet. Dadurch verschlechtert sich der RMS-Error auf $e_{RMS} = 1,3 W$, was auf die Abweichung der Kennfelder in Abbildung 7.7 zurückzuführen ist. In Bezug auf die RMS-Fehlerverlustleistung verschlechtert sich der RMS-Error von 8% auf 13%. Eine äquivalente Temperaturerhöhung an der ungünstigen Fehlerposition durch 1,3 W Fehlerverlustleistung entspricht 15,6 K. Dieser Wert wird als akzeptabel betrachtet, womit die Genauigkeit der SVM-Regression mit den kombinierten Trainingsdaten ausreichend ist. Die genannten SVM-Parameter sind in Tabelle 7.1 zusammengefasst.

7.4 Fehlertolerante Regelung

Die gewonnenen Parameter der SVM-Regression werden für die fehlertolerante Regelung verwendet. In diesem Abschnitt werden die dq-Ströme, die dq-Spannungen, die Fehlerverlustleistung, das Drehmoment und die Drehzahl während einer Arbeitspunktanpassung der fehlertoleranten Regelung vorgestellt. Dafür wird der Windungsschluss mit maximalem Schweregrad in Phase Ph1 aktiv geschaltet, was der Fehlerkombination $w_F = 3$ und $R_F = 100 \text{ m}\Omega$ entspricht. Für die untersuchte Fehlerkombination gelten die Streckenparameter $k_{F,Hyp} = 0,5$ und $k_{F,Kreis} = 2,5$ und als Regelparameter werden die in Tabelle 5.1 eingeführten Werte verwendet. Die Zeitachse wird so definiert, dass bei $t = 0 \text{ s}$ die geschätzte Fehlerverlustleistung den zulässigen Maximalwert überschreitet und somit nach $2T_{el}$ die fehlertolerante Regelung durch die Klassifikation des Windungsschlusses aktiviert wird. Die Solldrehzahl entspricht während des Betriebs der Bemessungsdrehzahl und wird von der Lastmaschine vorgegeben. Das ergibt bei der Drehzahl $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ die elektrische Grundschnungsdauer $T_{el} = 20 \text{ ms}$.

Die Gehäusetemperatur des Stators wird durch die forcierte Luftkühlung auf $\vartheta_S = 40^\circ\text{C}$ gehalten. Die maximal zulässige Fehlerverlustleistung und somit der Sollwert sind gegeben durch $P_F^* = 7\text{ W}$. In Abbildung 7.5 ist bereits zu erkennen, dass durch Anpassung der dq-Ströme dieser Sollwert für den untersuchten Fehlerfall erreicht werden kann. Während des Betriebs kann von der geschätzten Fehlerverlustleistung im Bemessungspunkt nicht auf den fehlertoleranten Arbeitspunkt geschlossen werden, da die Streckenparameter von der Fehlerkombination abhängig sind und diese online nicht ermittelt werden können.

7.4.1 Messung Ströme

Abbildung 7.8(a) zeigt die Ströme i_d und i_q über die Zeit t aufgetragen. Die Zeitdauer eines Regelintervalls wurde in Gleichung (5.27) als das Doppelte einer elektrischen Grundswingungsdauer definiert, woraus eine Anpassung des Arbeitspunkts alle 40 ms erfolgt. In Abbildung 7.8 (b) ist der Strom i_q über i_d aufgetragen und die Drehmomenthyperbeln sind von 2 N m bis 8 N m eingezeichnet. Solange kein Windungsschluss klassifiziert ist, wird die Maschine im MTPA-Punkt mit den Strömen $i_d = -4,5\text{ A}$ und $i_q = 15,7\text{ A}$ betrieben. Nach der Klassifikation erfolgen zwei Arbeitspunktwechsel entlang der Drehmomenthyperbel und bereits nach dem dritten Wechsel liegt der Stromraumzeiger auf dem Übergang zum Maximalstromkreis. Die Stromdifferenz des ersten Arbeitspunktwechsels wird nur durch die Proportionalverstärkung bestimmt, da der Integralanteil gleich null ist:

$$\Delta i_d = \Delta P_F \cdot k_{P,\text{Hyp}} = 3,2\text{ A} \quad (7.7)$$

Die Differenz zwischen der geschätzten Fehlerverlustleistung und dem Sollwert beträgt $\Delta P_F = 16\text{ W}$. Mit der Proportionalverstärkung $k_{P,\text{Hyp}} = 0,2$ berechnet sich die Stromdifferenz Δi_d zu 3,2 A. Für den zweiten Arbeitspunktwechsel wirkt zu der Proportional- auch die Integralverstärkung. Beim Übergang von der Drehmomenthyperbel zu dem Maximalstromkreis, werden die Stromdifferenzen durch die angepassten Regelparameter um den Faktor fünf kleiner. Das ist auf die Forderung der Reglerauslegung zurückzuführen, dass das Verhalten des geschlossenen Regelkreises unabhängig von dem Betrieb entlang der Drehmomenthyperbel oder des Maximalstromkreises sein soll. Insgesamt werden 15 Arbeitspunktwechsel und somit 600 ms benötigt, bis der fehlertolerante Arbeitspunkt mit den Strömen $i_d = -19,8\text{ A}$ und $i_q = 2,7\text{ A}$ eingeregelt ist. Bei Windungsschlüssen mit geringerem Schweregrad vergrößert sich die Zeitdauer des Einregelns, da die Verstärkung der Strecken kleiner wird. Die harmonischen Oberschwingungen der

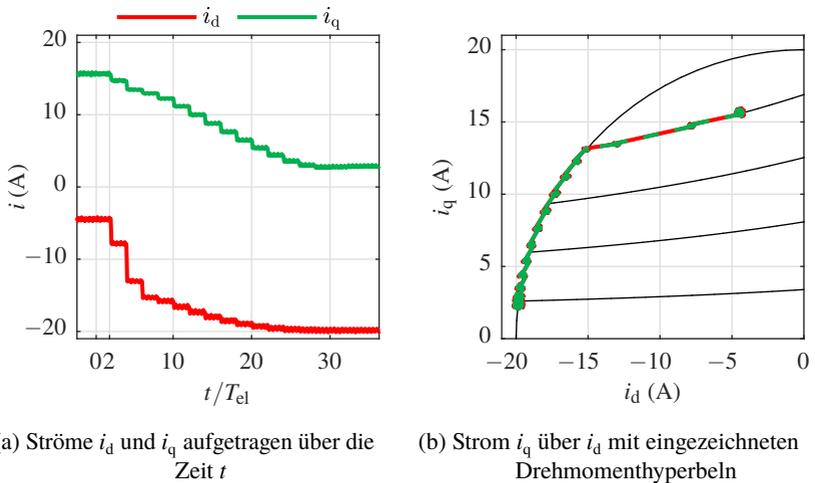
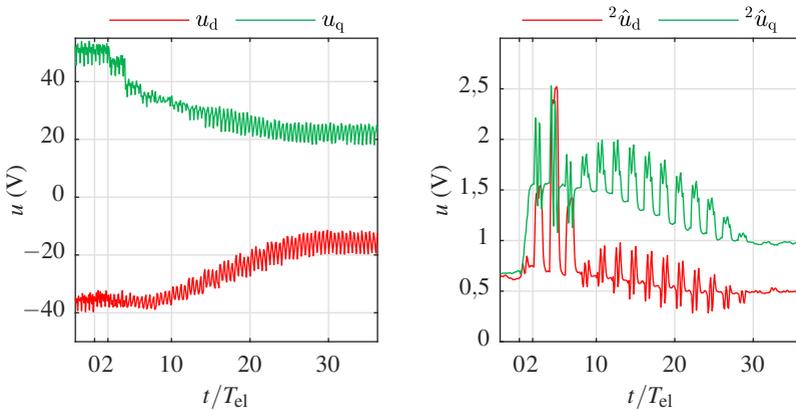


Abbildung 7.8: Geregelte Anpassung der Ströme i_d und i_q ausgehend vom MTPA-Punkt hin zum fehlertoleranten Betriebspunkt entsprechend der Regelstrategie

Ströme werden mit dem verwendeten Regler nicht explizit phasen- und amplitudenrichtig kompensiert, weshalb in dq-Strömen Oberschwingungen enthalten sind. Am stärksten ausgeprägt sind die sechsten und zwölften harmonischen Oberschwingungen mit einer maximalen Amplitude von 0,2 A. Die zweite harmonische Oberschwingung ist mit einer maximalen Amplitude von 0,1 A geringer ausgeprägt. Anhand der Drehmomenthyperbeln kann das Drehmoment im fehlertoleranten Arbeitspunkt mit 2 N m abgelesen werden.

7.4.2 Messung Spannungen

Die Spannungen u_d und u_q sind in Abbildung 7.9 (a) über die Zeit t aufgetragen. Im MTPA-Punkt liegen im fehlerfreien Fall die Spannungen $u_d = -35,2$ V und $u_q = 50,4$ V an, was der Phasenspannungsamplitude ${}^1\hat{u}_{\text{Ph}} = 61,5$ V entspricht. Das Schalten des Windungsschlusses wirkt sich auf den Mittelwert von u_d aus, welcher sich auf $-34,9$ V anhebt. Im fehlertoleranten Arbeitspunkt wird die Phasenspannungsamplitude um 56% auf ${}^1\hat{u}_{\text{Ph}} = 27,2$ V reduziert, was aus den Spannungen $u_d = -15,5$ V und $u_q = 22,3$ V folgt. Die Amplituden ${}^2\hat{u}_d$ und ${}^2\hat{u}_q$ werden mit der rekursiven DFT-Berechnung nach Gleichung (5.15) ausge-



(a) Spannungen u_d und u_q aufgetragen über die Zeit t

(b) Amplituden ${}^2\hat{u}_d$ und ${}^2\hat{u}_q$ aufgetragen über die Zeit t

Abbildung 7.9: Änderung der Spannungen u_d und u_q aufgrund der Arbeitspunktwechsel vom MTPA-Punkt hin zum fehlertoleranten Arbeitspunkt

wertet und sind in Abbildung 7.9 (b) dargestellt. Im fehlerfreien Betrieb sind die Amplituden beider harmonischer Oberschwingungen durch fertigungsbedingte Asymmetrien mit 0,6 V gleichstark ausgeprägt. Aus den Kennfeldern in Abbildung 7.7 ist bekannt, dass im Fehlerfall die zweite Harmonische der q-Spannung stärker ausgeprägt ist als die der d-Spannung. Durch den Windungsschluss steigen im MTPA-Punkt die Amplituden auf ${}^2\hat{u}_d = 0,7$ V und ${}^2\hat{u}_q = 1,6$ V. Die Amplituden werden im fehlertoleranten Arbeitspunkt auf ${}^2\hat{u}_d = 0,5$ V und ${}^2\hat{u}_q = 1,0$ V reduziert. Bei jedem Arbeitspunktwechsel entstehen transiente Spannungsänderungen, welche sich auf die Berechnung der harmonischen Oberschwingungen auswirken. Bei dem Arbeitspunktwechsel entlang der Drehmomenthyperbel entstehen aufgrund der großen Stromänderungen die größten Spannungsänderungen. Die DFT-Berechnung von ${}^2\hat{u}_d$ weist bei dem zweiten Arbeitspunktwechsel den größten Ausreißer mit 1,8 V auf. Die Abbildung verdeutlicht die benötigte Totzeit von $2T_{el}$, damit die Ausgänge der DFT-Berechnung den stationären Oberschwingungen ohne Einfluss eines Arbeitspunktwechsels entsprechen. Neben den zweiten harmonischen Oberschwingungen sind in den dq-Spannungen entsprechend den Oberschwingungen in den dq-Strömen die sechsten und zwölften Oberschwingun-

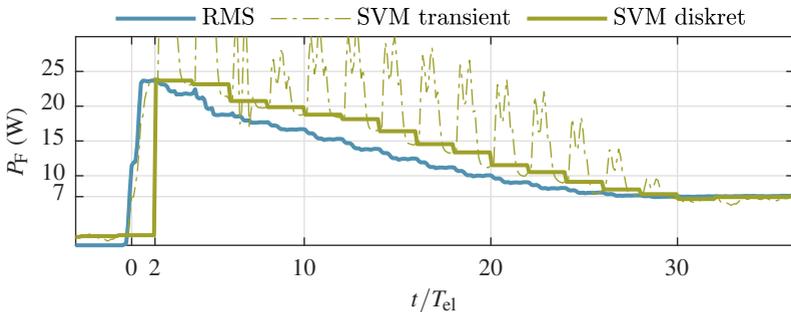


Abbildung 7.10: Gemessene Fehlerverlustleistung $P_{F,RMS}$ und geschätzte transiente sowie diskrete Fehlerverlustleistung $P_{F,SVM}$ über der Zeit t , mit Einregelung auf den Sollwert $P_F^* = 7 \text{ W}$ nach dem aktiven Schalten des Windingsschlusses mit maximalem Schweregrad

gen am stärksten ausgeprägt und erreichen im Feldschwächbereich eine Amplitude von 3 V.

7.4.3 Messung Fehlerverlustleistung

Der zeitliche Verlauf der Fehlerverlustleistungen ist in Abbildung 7.10 zu sehen. Dabei wird zum einen zwischen der gemessenen und der geschätzten Fehlerverlustleistung unterschieden. Die geschätzte Fehlerverlustleistung wird weiter in einen transienten und diskreten Verlauf unterteilt. Die gemessene Fehlerverlustleistung $P_{F,RMS}$ wird über den gemessenen Effektivwert des Fehlerstroms anhand Gleichung (3.58) bestimmt. Mit der vorgestellten SVM-Regression wird die geschätzte Fehlerverlustleistung nach Gleichung (5.9) berechnet. Der transiente Verlauf erhält als Eingangswerte die Amplituden $^2\hat{u}_d$ und $^2\hat{u}_q$ entsprechend Abbildung 7.9 (b). Damit sind auch die transienten Spannungsänderungen der Arbeitspunktwechsel enthalten, weshalb der transiente Verlauf nicht ohne Filterung weiterverarbeitet werden kann. Die Filterung des transienten Verlaufs entsteht durch eine diskrete Abtastung. Da ein Arbeitspunkt für zwei elektrische Perioden konstant ist, erfolgt die Abtastung jeweils am Ende dieser Zeitdauer. In diesen Punkten stimmt somit der transiente und der diskrete Verlauf überein. Der diskrete Verlauf entspricht der Fehlerverlustleistung $P_{F,SVM}$, welche als zurückgeführtes Signal den Regelkreis schließt. Im fehlerfreien Fall ist die gemessene Fehlerverlustleistung $P_{F,RMS}$ gleich null und die geschätzte Fehlerverlustleistung $P_{F,SVM}$

beträgt 1,3 W. Nachdem der Windungsschluss geschaltet wird, übersteigt bei $t = 0$ s die transient geschätzte Fehlerverlustleistung den zulässigen Maximalwert von 7 W. Im Bemessungspunkt betragen nach $2T_{el}$ die gemessene und geschätzte Fehlerverlustleistung 23 W. Während der Arbeitspunktwechsel wird die Differenz jeweils am Ende eines konstanten Arbeitspunktes betrachtet. Die maximale Differenz von 2,8 W entsteht bei $t = 12T_{el}$, mit der Messung von 15,3 W und der Schätzung von 18,1 W. Nach $t = 30T_{el} = 600$ ms erreicht die geschätzte Fehlerverlustleistung den Sollwert $P_F^* = 7$ W, wobei die Differenz im fehlertoleranten Arbeitspunkt maximal 0,2 W beträgt. Insgesamt wird die gemessene Fehlerverlustleistung um 16 W reduziert. Durch die robusten Reglerparameter wird der Sollwert ohne Überschwinger eingeregelt. In Bezug auf den RMS-Error $\epsilon_{RMS} = 1,2$ W liegen die Abweichungen zwischen gemessener und geschätzter Fehlerverlustleistung in dem erwarteten Toleranzbereich.

7.4.4 Messung Drehmoment und Drehzahl

Abbildung 7.11 (a) zeigt das gemessene Drehmoment T aufgetragen über die Zeit t . Im Bemessungspunkt beträgt das mittlere Drehmoment 8 N m und wird durch das Schalten des Windungsschlusses um 0,1 N m reduziert. Dieser Wert wird für die sechs anschließenden elektrischen Perioden gehalten, indem der Stromraumzeiger entlang der Drehmomenthyperbel verschoben wird. Anschließend wird das Drehmoment reduziert, um die Fehlerverlustleistung bei konstanter Drehzahl weiter zu senken. Aufgrund der sensorbedingten Bandbreite der Drehmomentmesswelle ist der Verlauf des Drehmoments im Vergleich zu den dq-Strömen verzögert. Das Drehmoment im fehlertoleranten Arbeitspunkt beträgt 2 N m, wie bereits in Abbildung 7.8 (b) abgelesen werden kann. Die Drehzahl n der Prüfmaschine ist in Abbildung 7.11 (b) über der Zeit t zu sehen. Aufgrund der Drehmomentänderungen entsteht eine Abweichung zu der Bemessungsdrehzahl von maximal 6 min^{-1} . Die Anpassungen der fehlertoleranten Regelung entlang des Maximalstromkreises werden in der Drehzahlregelung der Lastmaschine vorgesteuert, um die Abweichungen während der Arbeitspunktanpassung minimal zu halten.

7.4.5 Temperaturverlauf

Der lokale Temperaturverlauf an dem Windungsschluss kann nicht gemessen werden, da die Fehlerverlustleistung nicht in der Maschine sondern von der Fehlerschaltung im Umrichterschrank erzeugt wird. Die thermische Effektivität der

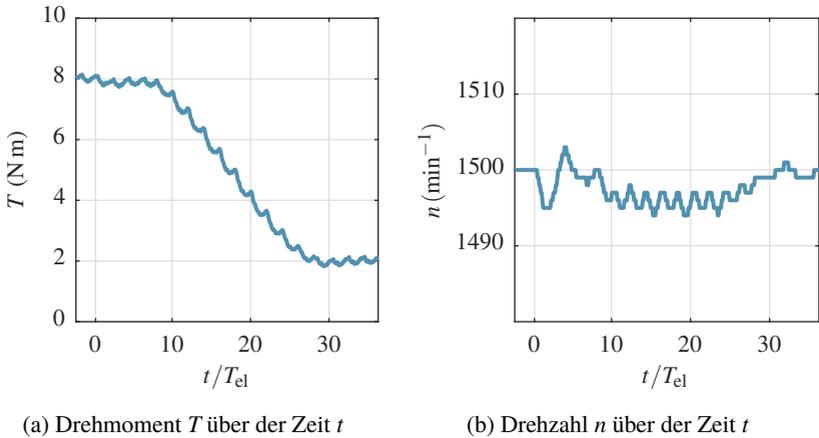


Abbildung 7.11: Einfluss der fehlertoleranten Regelung auf die mechanischen Größen durch die Drehmomentänderung nach Übergang des Stromraumzeigers von der Drehmomenthyperbel auf den Maximalstromkreis

fehlertoleranten Regelung wird deshalb mit dem thermischen Maschinenmodell aus Abschnitt 3.2 bestätigt.

Verluste

Für die Simulation des thermischen Modells werden als Wärmequellen die Kupfer- und Eisenverluste benötigt. Die Kupferverluste P_{Cu} setzen sich nach Gleichung (3.39) aus den Phasenverlusten P_{ph} und der Fehlerverlustleistung P_F zusammen. Für die Fehlerverlustleistung wird der gemessene Wert $P_{F,RMS}$ verwendet und die ohmschen Phasenverluste werden nach Gleichung (3.40) berechnet. Im Bemessungspunkt entstehen bei einer Stromamplitude von 16,3 A die ohmschen Phasenverluste $P_{ph} = 184$ W und steigen bei dem maximalen Phasenstrom von 20 A auf $P_{ph} = 276$ W. Die Eisenverluste werden mit dem numerischen Maschinenmodell aus Abschnitt 3.1.4 berechnet. Im Bemessungspunkt betragen die Eisenverluste $P_{Fe} = 13$ W und sinken aufgrund der Feldschwächung im fehlertoleranten Arbeitspunkt auf $P_{Fe} = 4$ W.

Tabelle 7.2: Gegenüberstellung der Phasen-, Eisen- und Fehlerverlustleistung im Bemessungspunkt sowie fehlertoleranten Arbeitspunkt und den Auswirkungen auf die gemittelte Temperatur der Statorwicklung $\bar{\vartheta}_{SW}$ und die lokale Fehlerleistung ϑ_F

| Arbeitspunkt | P_{Ph} (W) | P_{Fe} (W) | P_F (W) | $\bar{\vartheta}_{SW}$ (°C) | ϑ_F (°C) |
|----------------|--------------|--------------|-----------|-----------------------------|--------------------|
| bemessen | 184 | 13 | 0 | 74 | 82 |
| bemessen | 184 | 13 | 23 | 108 | 367 |
| fehlertolerant | 276 | 4 | 7 | 94 | 175 |

Simulationsergebnisse

Als Fehlerposition wird die ungünstige Stelle im Zentrum des Wickelkopfes angenommen. Da die thermische Zeitkonstante sehr viel größer ist als die der fehlertoleranten Regelung, wird für den Temperaturverlauf eine im Vergleich zu den Messergebnissen längere Zeitspanne von 1500 s gewählt. Die äußere Temperatur des Statorjochs wird für die Simulation auf 65 °C gesetzt. In Tabelle 7.2 sind die einzelnen Verluste und die resultierenden stationären Temperaturen zusammengefasst. Die Temperaturverläufe über der Zeit t sind in Abbildung 7.12 dargestellt. Zum Vergleich stellen die roten Kurven den Betrieb im Bemessungspunkt und die blauen Kurven den Betrieb im fehlertoleranten Arbeitspunkt dar. Für beide Arbeitspunkte wird bei $t = 750$ s der Windungsschluss mit $w_F = 3$ und $R_F = 100$ mΩ geschaltet. Das bedeutet, dass im Bemessungspunkt die Fehlerverlustleistung mit 23 W und im fehlertoleranten Arbeitspunkt die Fehlerverlustleistung mit 7 W eingespeist wird.

Zu Beginn ist die gesamte Maschine im thermischen Gleichgewicht und alle Temperaturen entsprechen der äußeren Temperatur des Statorjochs mit 65 °C. Im Folgenden werden die stationären Temperaturen beschrieben. Im Bemessungspunkt ist die über das Volumen gemittelte Temperatur der Statorwicklung $\bar{\vartheta}_{SW,bem}$ im fehlerfreien Betrieb bei 74 °C. Die lokale Temperatur an der Fehlerposition $\vartheta_{F,bem}$ ist aufgrund des längeren thermischen Pfads mit 82 °C im Vergleich zur mittleren Temperatur erhöht. Im Fehlerfall steigt diese Temperatur auf 367 °C an, was einer Proportionalität von $12,4 \frac{K}{W}$ entspricht. Die gemittelte Temperatur $\bar{\vartheta}_{SW,bem}$ steigt auf 108 °C an und die Summe der Verluste beträgt 220 W. Im fehlertoleranten Arbeitspunkt ist die gemittelte Temperatur $\bar{\vartheta}_{SW,ft}$ im Fehlerfall um 14 K im Vergleich zum Bemessungspunkt reduziert, obwohl die Summe der

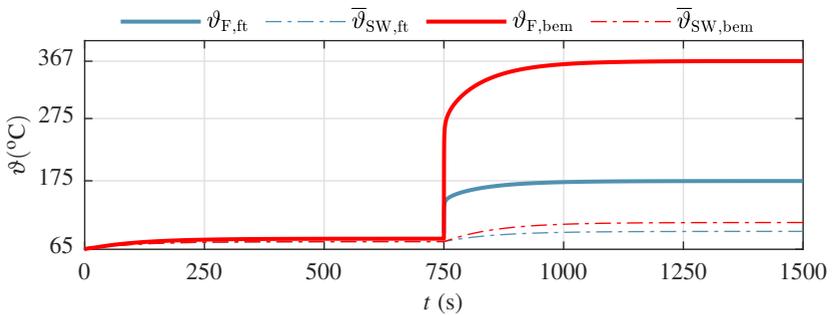


Abbildung 7.12: Simulierte Verläufe im Bemessungspunkt und fehlertoleranten Arbeitspunkt der lokalen Fehlertemperatur ϑ_F und der gemittelten Temperatur der Statorwicklung $\bar{\vartheta}_{SW}$ für den Windungsschluss mit $w_F = 3$ und $R_F = 100 \text{ m}\Omega$ nach 750 ms

Verluste auf 287 W ansteigt. Dieser Effekt ist darauf zurückzuführen, dass im fehlertoleranten Arbeitspunkt die Verluste gleichmäßiger im Stator verteilt sind und somit die Wärme effizienter abgeführt werden kann. Die lokale Temperatur an der Fehlerposition $\vartheta_{F,ft}$ liegt bei der vorab festgelegten maximal zulässigen Temperatur von $175 \text{ }^\circ\text{C}$, was der Heat-Shock Temperatur des Lackdrahts entspricht.

Abschätzung der Lebensdauer

Im fehlertoleranten Arbeitspunkt wird die Temperatur an der Fehlerposition um 192 K auf $175 \text{ }^\circ\text{C}$ reduziert, was sich unmittelbar auf die Lebensdauer der Lackisolation auswirkt. Für die Abschätzung der Lebensdauer wird die exponentielle Annäherung nach Gleichung (4.1) verwendet. Mit einer Referenzlebensdauer von 20000 h , einem Temperaturindex von $155 \text{ }^\circ\text{C}$ und einem Halbierungsindex von 10 K folgt eine angenäherte Lebensdauer bei $367 \text{ }^\circ\text{C}$ von 30 s . Im fehlertoleranten Arbeitspunkt wird die Temperatur an der ungünstigen Fehlerposition auf $175 \text{ }^\circ\text{C}$ reduziert, wodurch die angenäherte Lebensdauer auf 5000 h erhöht wird.

7.4.6 Weitere mögliche Arbeitspunktwechsel

Die Messergebnisse beziehen sich auf eine Applikation mit konstanter Drehzahl und variablem Drehmoment. In Abschnitt 5.7 wurden weitere Applikationen mit unterschiedlichen Drehmoment-Drehzahl Zusammenhängen vorgestellt. Im Fol-

genden werden in Bezug auf diese Applikationen weitere mögliche Arbeitspunkte für den fehlertoleranten Betrieb mit demselben Windungsschluss vorgestellt. Die Fehlerverlustleistung des Windungsschlusses mit $w_F = 3$ und $R_F = 100 \text{ m}\Omega$ kann bei Bemessungsdrehzahl und -drehmoment um $5,5 \text{ W}$ reduziert werden, indem die dq-Ströme entlang der Drehmomenthyperbel zum Maximalstromkreis verschoben werden. Wird von der Applikation ein konstantes Drehmoment gefordert, kann die Fehlerverlustleistung nur durch eine Verringerung der Drehzahl weiter reduziert werden. Eine Absenkung der Drehzahl um circa 500 min^{-1} limitiert in diesem Fall die Fehlerverlustleistung auf den geforderten Maximalwert von 7 W . Ein weiterer fehlertoleranter Arbeitspunkt ist somit bei einer Drehzahl von 1000 min^{-1} und dem Bemessungsdrehmoment von 8 N m gegeben. Bei der Lüfterkennlinie resultiert aus der Proportionalität $T \propto n^2$ bei einer Verringerung der Drehzahl unmittelbar eine Drehmomentreduktion. Mit einer Drehzahlreduktion um 300 min^{-1} reduziert sich das Drehmoment um $1,5 \text{ N m}$, wodurch die Fehlerverlustleistung auf 7 W begrenzt wird. Somit entsteht für die Lüfterkennlinie ein weiterer fehlertoleranter Arbeitspunkt bei einer Drehzahl von 1200 min^{-1} und einem Drehmoment von $6,5 \text{ N m}$.

Kapitel 8

Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird eine fehlertolerante Regelung für drei- und sechsphasige PSMs mit Windungsschlüssen entwickelt. Die Ergebnisse dieser Arbeit und Möglichkeiten zur Weiterentwicklung werden im Folgenden zusammengefasst.

8.1 Zusammenfassung und Ergebnisse der Arbeit

Windungsschlüsse sind häufig der initiale Fehler innerhalb der Statorwicklung und können sich ohne Gegenmaßnahmen zu schwerwiegenderen Fehlern wie Erd- oder Phasenschlüssen ausbreiten. Allgemein erzeugen Wicklungsschlüsse eine statorfeste Asymmetrie, welche sich auf das elektromagnetische und thermische Maschinenverhalten auswirkt. Für die Untersuchung der elektromagnetischen Auswirkungen wird zu Beginn ein analytisches Maschinenmodell vorgestellt. Dieses wird ausgehend von den Spannungsgleichungen im dq-System schrittweise entwickelt und beschreibt das Maschinenverhalten auf Windungsebene. Mit diesem Modell wird herausgearbeitet, dass die Fehlerverlustleistung eine geeignete physikalische Größe ist, um den Schweregrad eines Windungsschlusses von außen abschätzen zu können.

Bei der betrachteten Maschine übersteigt aufgrund der hohen Ausnutzung des Eisenkreises der charakteristische Fehlerstrom ψ_{PM}/L_d den maximal zulässigen Phasenstrom. Dadurch liegt bei konstanter Drehzahl das globale Minimum der Fehlerverlustleistung außerhalb des Maximalstromkreises. Die Fehlerverlustleistung erzeugt eine lokale Temperaturerhöhung, wodurch die Lackisolation thermisch weiter belastet wird. Die Temperaturverteilung im Fehlerfall wird ebenfalls mit einem analytischen Maschinenmodell untersucht, welches die Prüf-

lingsmaschine dreidimensional abbildet und in Summe aus 720 Teilkörpern besteht. Da die exakte Position während des Betriebs nicht ermittelt werden kann, wird eine ungünstige Fehlerposition im Zentrum des Wickelkopfes angenommen. Daraus wird eine thermische Randbedingung für den Entwurf der fehlertoleranten Regelung abgeleitet. Die thermische Randbedingung beschränkt die lokale Temperaturerhöhung durch die Fehlerverlustleistung auf die Heat-Shock Temperatur des Lackdrahtes. Es wird angenommen, dass mit dieser Forderung der aktuelle Lastzyklus einer sicherheitskritischen Anwendung beendet werden kann und somit ein Windungsschluss nicht zum Ausfall des Gesamtsystems führt. Durch die Anpassung des Arbeitspunktes kann die lokale Fehlerverlustleistung reduziert und dadurch die Ausbreitungsgeschwindigkeit verlangsamt werden. Der Schweregrad eines Windungsschlusses wird in dieser Arbeit als zeitvariante Größe berücksichtigt, da die Fehlerverlustleistung im Betrieb nicht null werden kann. Der Forschungsansatz beruht darauf, dass durch eine geregelte Anpassung des Arbeitspunktes die thermische Randbedingung kontinuierlich erfüllt werden kann. Für die Umsetzung eines geschlossenen Regelkreises wird eine effiziente und robuste Fehlerabschätzung vorgestellt, welche online die Fehlerverlustleistung eines Windungsschlusses abschätzen kann. Die Fehlerabschätzung wird mit einem datenbasierten Ansatz umgesetzt, wobei konkret eine SVM-Regression verwendet wird. Die Eingangsvariablen der Regression enthalten den aktuellen Arbeitspunkt und die zweiten harmonischen Oberschwingungen der dq-Spannungen. Der Trainingsdatensatz wird aus einer Kombination von Mess- und FEM-Daten generiert. Dadurch sind Messergebnisse im Fehlerfall für die Online-Abschätzung der Fehlerverlustleistung nicht notwendig, was die Implementierung in bestehende Antriebssysteme signifikant erleichtert. Die Fehlerverlustleistung kann abhängig von der Applikation entweder durch Reduktion der Drehzahl oder Feldschwächung reduziert werden. In der entwickelten Reglerstruktur wird angenommen, dass die Drehzahl von der Applikation vorgegeben und das Antriebssystem drehmomentgesteuert ist. Die Fehlerverlustleistung wird nach einer vorgegebenen Regelstrategie durch Feldschwächung auf den zulässigen Maximalwert begrenzt. Neben der Regelstrategie für dreiphasige PSMs werden Erweiterungen für sechsphasige PSMs betrachtet. Sechsphasige PSMs werden in dieser Arbeit in zwei dreiphasige Teilsysteme aufgeteilt, welche aus der Statorwicklung der dreiphasigen PSM entstehen. Die sechsphasigen PSMs werden abhängig von dem Wickelschema in eine loch- und polgeteilte Ausführung unterteilt. Aufgrund der starken magnetischen Kopplung der beiden Teilsysteme, lässt sich die lochgeteilte sechsphasige PSM im Vergleich zu der dreiphasigen PSM nicht vorteilhaft betreiben. Im Gegensatz dazu kann bei der polgeteilten Maschine für eine Grundwellenbetrachtung die magnetische Kopplung vernach-

lässigt werden. Damit kann das fehlerfreie Teilsystem eine Drehmomentreduktion des fehlerbehafteten Teilsystems kompensieren, wodurch der fehlertolerante Arbeitsbereich ohne Leistungsreduktion erweitert werden kann.

Die fehlertolerante Regelung der dreiphasigen PSM wird mit Messergebnissen validiert. Die Fehlerverlustleistung eines Windungsschlusses wird im Betrieb durch Anpassung des Arbeitspunktes um 16 W reduziert. Dadurch wird die lokale Temperatur des Windungsschlusses um 192 K auf das vorab festgelegte Maximum von 175 °C limitiert. Mit einer exponentiellen Annäherung der temperaturabhängigen Lebensdauer wird diese von 30 s im Bemessungspunkt auf 5000 h im fehlertoleranten Arbeitspunkt erhöht. Je nach Applikation gibt es unterschiedliche Möglichkeiten, den Arbeitspunkt anzupassen. Für die Messergebnisse wurde ein Betrieb mit Bemessungsdrehzahl und variablem Drehmoment angenommen. Im fehlertoleranten Arbeitspunkt muss dafür das Drehmoment auf 25% des Bemessungsmoments reduziert werden. Ist bei einer Applikation ein konstantes Bemessungsmoment gefordert, so kann die Fehlerverlustleistung durch eine Drehzahlreduktion um 33% auf den zulässigen Maximalwert reduziert werden. Bei einer Applikation mit Lüfterkennlinie kann sich der fehlertoleranter Arbeitspunkt bei 80% der Bemessungsdrehzahl sowie 81% des Bemessungsmoments einstellen.

8.2 Möglichkeiten zur Weiterentwicklung

Die vorgestellte fehlertolerante Regelung bietet vielfältige Möglichkeiten zur Weiterentwicklung. Im Folgenden wird davon auf die vier interessantesten Themenfelder eingegangen.

Fehlerposition

Die maximal zulässige Fehlerverlustleistung folgt aus der Annahme, dass der Windungsschluss an der ungünstigen Fehlerposition im Zentrum des Wickelkopfes auftritt. Für eine günstigere Fehlerposition, wie zum Beispiel am Statorjoch in der Mitte des aktiven Eisens, kann deutlich mehr Fehlerverlustleistung abgeführt werden, bis an der Fehlerposition die Heat-Shock Temperatur erreicht wird. Mit einer hochauflösenden Temperaturmessung an dedizierten Stellen der Maschine, kann möglicherweise die Fehlerposition eines Windungsschlusses während des Betriebs abgeschätzt werden. Damit kann die maximal zulässige Fehlerverlustleistung in Abhängigkeit der Fehlerposition vorgegeben und damit eine nicht notwendige Leistungsreduktion vermieden werden.

Fehlerschaltung

Die Windungsschlüsse werden mit dem vorgestellten Prüfstands Aufbau in einer externen Fehlerschaltung geschaltet. Dadurch wird die Fehlerverlustleistung nicht in der Maschine sondern außerhalb erzeugt. Zudem kann der Schweregrad mit den verwendeten Schützsaltern nur diskret eingestellt werden. Eine technisch sehr interessante aber ebenso komplexe Erweiterung stellt die Integration einer Fehlerschaltung in die Statorwicklung dar. Zum aktiven Schalten eines Windungsschlusses kann beispielsweise ein MOSFET mit einstellbarem Durchlasswiderstand verwendet werden. Dadurch ist der Schweregrad variabel einstellbar und die Fehlerverlustleistung wird lokal erzeugt, was eine Validierung des thermischen Modells ermöglicht. Ebenso kann als mögliche Erweiterung die Isolation zweier Windungen bewusst vorgeschädigt werden, um im Betrieb einmalig die Ausbreitung eines Windungsschlusses untersuchen zu können.

Erd- und Phasenschlüsse

Die fehlertolerante Regelung dieser Arbeit bezieht sich auf den Betrieb von PSMs mit Windungsschlüssen. Durch deren Ausbreitung oder anderweitiges Versagen der Isolation, können im Betrieb ebenfalls schwerwiegendere Erd- oder Phasenschlüsse entstehen. Wie bereits in dieser Arbeit gezeigt wurde, können diese über die Phasenlage der harmonischen Oberschwingungen klassifiziert und die Fehlerverlustleistung über deren Amplitude abgeschätzt werden. Allerdings ist die entstehende Fehlerverlustleistung bei gleichem Fehlerwiderstand sehr viel größer, wodurch die Ausbreitungsgeschwindigkeit stark zunimmt. Für diese Fehlerfälle muss somit eine angepasste Regelstrategie entwickelt werden, um die Fehlerverlustleistung effektiv reduzieren zu können.

Leistungselektronik und Signalverarbeitung

Für einen gesamtheitlichen Ansatz muss die elektrische Maschine zusammen mit der Leistungselektronik und Signalverarbeitung betrachtet werden. Damit kann eine fehlertolerante Regelung des gesamten Antriebssystems entworfen und damit die Zuverlässigkeit weiter gesteigert werden. In der Leistungselektronik muss dafür beispielsweise das Ablösen von Bonddrähten innerhalb der Halbleitermodule berücksichtigt werden oder auch die Alterung der Zwischenkreiskapazität. Damit die Signalverarbeitung nicht zum Ausfall des Antriebssystems führt, muss diese ebenfalls in einer fehlertoleranten Ausführung berücksichtigt werden.

Kapitel A

Anhang

Der Anhang dieser Arbeit beinhaltet zusätzliche Informationen zur Modellbildung, Fehlertoleranz und Prüflingsmaschine.

A.1 Modellbildung

In diesem Abschnitt werden zu Beginn die einzelnen Einträge der Vektoren und Matrizen des Windungsmodells aufgeführt. Anschließend wird auf den mathematischen Zusammenhang der Flussverkettungen und Induktivitäten zwischen den Phasen- und Einzelspulen eingegangen.

A.1.1 Windungsmodell

$$\mathbf{u}_{\text{WM}}^{13 \times 1} = \begin{pmatrix} u_{\text{F}} \\ u_{\text{Ph1F1P1}} \\ u_{\text{Ph1F2P1}} \\ u_{\text{Ph1E2}} \\ u_{\text{Ph2F1P1}} \\ u_{\text{Ph2F2P1}} \\ u_{\text{Ph2E2}} \\ u_{\text{Ph3F1P1}} \\ u_{\text{Ph3F2P1}} \\ u_{\text{Ph3E2}} \\ u_{\text{Ph1P2}} \\ u_{\text{Ph2P2}} \\ u_{\text{Ph3P2}} \end{pmatrix} \mathbf{i}_{\text{WM}}^{13 \times 1} = \begin{pmatrix} i_{\text{F}} \\ i_{\text{Ph1F1P1}} \\ i_{\text{Ph1F2P1}} \\ i_{\text{Ph1E2}} \\ i_{\text{Ph2F1P1}} \\ i_{\text{Ph2F2P1}} \\ i_{\text{Ph2E2}} \\ i_{\text{Ph3F1P1}} \\ i_{\text{Ph3F2P1}} \\ i_{\text{Ph3E2}} \\ i_{\text{Ph1P2}} \\ i_{\text{Ph2P2}} \\ i_{\text{Ph3P2}} \end{pmatrix} \Psi_{\text{WM}}^{13 \times 1} = \begin{pmatrix} \psi_{\text{F}} \\ \psi_{\text{Ph1F1P1}} \\ \psi_{\text{Ph1F2P1}} \\ \psi_{\text{Ph1E2}} \\ \psi_{\text{Ph2F1P1}} \\ \psi_{\text{Ph2F2P1}} \\ \psi_{\text{Ph2E2}} \\ \psi_{\text{Ph3F1P1}} \\ \psi_{\text{Ph3F2P1}} \\ \psi_{\text{Ph3E2}} \\ \psi_{\text{Ph1P2}} \\ \psi_{\text{Ph2P2}} \\ \psi_{\text{Ph3P2}} \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{R}_{\text{WM}}^{13 \times 13} = \begin{pmatrix} R_{\text{F}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_{\text{Ph1P1}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}_{\text{Ph2P1}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}_{\text{Ph3P1}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}_{\text{P2}} \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$\mathbf{R}_{\text{Ph1P1}} = \begin{pmatrix} \frac{w_{\text{Ph1F1}}}{w_{\text{Ph1}}} R_{\text{Ph1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{w_{\text{Ph1F2}}}{w_{\text{Ph1}}} R_{\text{Ph1}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{w_{\text{E}}}{w_{\text{Ph1}}} R_{\text{Ph1}} \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$\mathbf{R}_{\text{Ph2P1}} = \begin{pmatrix} \frac{w_{\text{Ph2F1}}}{w_{\text{Ph2}}} R_{\text{Ph2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{w_{\text{Ph2F2}}}{w_{\text{Ph2}}} R_{\text{Ph2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{w_{\text{E}}}{w_{\text{Ph2}}} R_{\text{Ph2}} \end{pmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$\mathbf{R}_{\text{Ph3P1}} = \begin{pmatrix} \frac{w_{\text{Ph3F1}}}{w_{\text{Ph3}}} R_{\text{Ph3}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{w_{\text{Ph3F2}}}{w_{\text{Ph3}}} R_{\text{Ph3}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{w_{\text{E}}}{w_{\text{Ph3}}} R_{\text{Ph3}} \end{pmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$\mathbf{R}_{P2} = \frac{1}{p} \begin{pmatrix} R_{Ph1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{Ph2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{Ph3} \end{pmatrix} \quad (\text{A.6})$$

$$\mathbf{L}_{WM}^{13 \times 13} = \begin{pmatrix} 0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}_{Ph1P1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}_{Ph2P1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}_{Ph3P1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{L}_{P2} \end{pmatrix} \quad (\text{A.7})$$

$$\mathbf{L}_{Ph1P1}^{3 \times 9} = \begin{pmatrix} \frac{w_{Ph1F1} w_{Ph1F1} L_{Ph1,Ph1}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{Ph1F2} w_{Ph1F1} L_{Ph1,Ph1}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{Ph1F1} L_{Ph1,Ph1}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{Ph1F1} w_{Ph1F2} L_{Ph1,Ph1}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{Ph1F2} w_{Ph1F2} L_{Ph1,Ph1}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{Ph1F2} L_{Ph1,Ph1}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{Ph1F1} w_E L_{Ph1,Ph1}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{Ph1F2} w_E L_{Ph1,Ph1}}{pq^2 w_E^2} & \frac{L_{Ph1,Ph1}}{pq^2} \\ \frac{w_{Ph1F1} w_{Ph2F1} L_{Ph1,Ph2}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{Ph1F2} w_{Ph2F1} L_{Ph1,Ph2}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{Ph2F1} L_{Ph1,Ph2}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{Ph1F1} w_{Ph2F2} L_{Ph1,Ph2}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{Ph1F2} w_{Ph2F2} L_{Ph1,Ph2}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{Ph2F2} L_{Ph1,Ph2}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{Ph1F1} w_E L_{Ph1,Ph2}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{Ph1F2} w_E L_{Ph1,Ph2}}{pq^2 w_E^2} & \frac{L_{Ph1,Ph2}}{pq^2} \\ \frac{w_{Ph1F1} w_{Ph3F1} L_{Ph1,Ph3}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{Ph1F2} w_{Ph3F1} L_{Ph1,Ph3}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{Ph3F1} L_{Ph1,Ph3}}{pq^2} \\ \frac{w_{Ph1F1} w_{Ph3F2} L_{Ph1,Ph3}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{Ph1F2} w_{Ph3F2} L_{Ph1,Ph3}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{Ph3F2} L_{Ph1,Ph3}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{Ph1F1} w_E L_{Ph1,Ph3}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{Ph1F2} w_E L_{Ph1,Ph3}}{pq^2 w_E^2} & \frac{L_{Ph1,Ph3}}{pq^2} \end{pmatrix}^T \quad (\text{A.8})$$

$$\mathbf{L}_{\text{Ph2P1}}^{3 \times 9} = \begin{pmatrix} \frac{w_{\text{Ph2F1}} w_{\text{Ph1F1}} L_{\text{Ph2,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph2F2}} w_{\text{Ph1F1}} L_{\text{Ph2,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{\text{Ph1F1}} L_{\text{Ph2,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{\text{Ph2F1}} w_{\text{Ph1F2}} L_{\text{Ph2,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph2F2}} w_{\text{Ph1F2}} L_{\text{Ph2,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{\text{Ph1F2}} L_{\text{Ph2,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{\text{Ph2F1}} w_E L_{\text{Ph2,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph2F2}} w_E L_{\text{Ph2,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{L_{\text{Ph2,Ph1}}}{pq^2} \\ \frac{w_{\text{Ph2F1}} w_{\text{Ph2F1}} L_{\text{Ph2,Ph2}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph2F2}} w_{\text{Ph2F1}} L_{\text{Ph2,Ph2}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{\text{Ph2F1}} L_{\text{Ph2,Ph2}}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{\text{Ph2F1}} w_{\text{Ph2F2}} L_{\text{Ph2,Ph2}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph2F2}} w_{\text{Ph2F2}} L_{\text{Ph2,Ph2}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{\text{Ph2F2}} L_{\text{Ph2,Ph2}}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{\text{Ph2F1}} w_{\text{Ph3F1}} L_{\text{Ph2,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph2F2}} w_{\text{Ph3F1}} L_{\text{Ph2,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{\text{Ph3F1}} L_{\text{Ph2,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{\text{Ph2F1}} w_{\text{Ph3F2}} L_{\text{Ph2,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph2F2}} w_{\text{Ph3F2}} L_{\text{Ph2,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{\text{Ph3F2}} L_{\text{Ph2,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{\text{Ph2F1}} w_E L_{\text{Ph2,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph2F2}} w_E L_{\text{Ph2,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{L_{\text{Ph2,Ph3}}}{pq^2} \end{pmatrix}^T \quad (\text{A.9})$$

$$\mathbf{L}_{\text{Ph3P1}}^{3 \times 9} = \begin{pmatrix} \frac{w_{\text{Ph3F1}} w_{\text{Ph1F1}} L_{\text{Ph3,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph3F2}} w_{\text{Ph1F1}} L_{\text{Ph3,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{\text{Ph1F1}} L_{\text{Ph3,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{\text{Ph3F1}} w_{\text{Ph1F2}} L_{\text{Ph3,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph3F2}} w_{\text{Ph1F2}} L_{\text{Ph3,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{\text{Ph1F2}} L_{\text{Ph3,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{\text{Ph3F1}} w_E L_{\text{Ph3,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph3F2}} w_E L_{\text{Ph3,Ph1}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{L_{\text{Ph3,Ph1}}}{pq^2} \\ \frac{w_{\text{Ph3F1}} w_{\text{Ph2F1}} L_{\text{Ph3,Ph2}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph3F2}} w_{\text{Ph2F1}} L_{\text{Ph3,Ph2}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{\text{Ph2F1}} L_{\text{Ph3,Ph2}}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{\text{Ph3F1}} w_{\text{Ph2F2}} L_{\text{Ph3,Ph2}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph3F2}} w_{\text{Ph2F2}} L_{\text{Ph3,Ph2}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{\text{Ph2F2}} L_{\text{Ph3,Ph2}}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{\text{P3F1}} w_E L_{\text{Ph3,Ph2}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph3F2}} w_E L_{\text{Ph3,Ph2}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{L_{\text{Ph3,Ph2}}}{pq^2} \\ \frac{w_{\text{Ph3F1}} w_{\text{Ph3F1}} L_{\text{Ph3,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph3F2}} w_{\text{Ph3F1}} L_{\text{Ph3,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{\text{Ph3F1}} L_{\text{Ph3,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{\text{Ph3F1}} w_{\text{Ph3F2}} L_{\text{Ph3,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph3F2}} w_{\text{Ph3F2}} L_{\text{Ph3,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_E w_{\text{Ph3F2}} L_{\text{Ph3,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} \\ \frac{w_{\text{Ph3F1}} w_E L_{\text{Ph3,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{w_{\text{Ph3F2}} w_E L_{\text{Ph3,Ph3}}}{pq^2 w_E^2} & \frac{L_{\text{Ph3,Ph3}}}{pq^2} \end{pmatrix}^T \quad (\text{A.10})$$

$$\mathbf{L}_{\text{P2}}^{3 \times 3} = \begin{pmatrix} L_{\text{Ph1P2,Ph1P2}} & L_{\text{Ph1P2,Ph2P2}} & L_{\text{Ph1F1P1,Ph3P2}} \\ L_{\text{Ph2P2,Ph1P2}} & L_{\text{Ph2P2,Ph2P2}} & L_{\text{Ph2F1P1,Ph3P2}} \\ L_{\text{Ph3P2,Ph1P2}} & L_{\text{Ph3P2,Ph2P2}} & L_{\text{Ph3F1P1,Ph3P2}} \end{pmatrix} \quad (\text{A.11})$$

$$= \frac{1}{p} \begin{pmatrix} L_{\text{Ph1,Ph1}} & L_{\text{Ph1,Ph2}} & L_{\text{Ph1,Ph3}} \\ L_{\text{Ph2,Ph1}} & L_{\text{Ph2,Ph2}} & L_{\text{Ph2,Ph3}} \\ L_{\text{Ph3,Ph1}} & L_{\text{Ph3,Ph2}} & L_{\text{Ph3,Ph3}} \end{pmatrix} \quad (\text{A.12})$$

$$\Psi_{\text{WM,PM}} = \begin{pmatrix} 0 \\ \Psi_{\text{Ph1P1,PM}} \\ \Psi_{\text{Ph2P1,PM}} \\ \Psi_{\text{Ph3P1,PM}} \\ \Psi_{\text{P2,PM}} \end{pmatrix} \quad (\text{A.13})$$

$$\Psi_{\text{Ph1P1,PM}} = \frac{\psi_{\text{PM}}}{w_{\text{Ph1}}} \begin{pmatrix} w_{\text{Ph1F1}} \cos(\gamma_{\text{el}}) \\ w_{\text{Ph1F2}} \cos(\gamma_{\text{el}}) \\ w_{\text{E}} \cos(\gamma_{\text{el}}) \end{pmatrix} \quad (\text{A.14})$$

$$\Psi_{\text{Ph2P1,PM}} = \frac{\psi_{\text{PM}}}{w_{\text{Ph2}}} \begin{pmatrix} w_{\text{Ph2F1}} \cos(\gamma_{\text{el}} - \frac{2\pi}{3}) \\ w_{\text{Ph2F2}} \cos(\gamma_{\text{el}} - \frac{2\pi}{3}) \\ w_{\text{E}} \cos(\gamma_{\text{el}} - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{A.15})$$

$$\Psi_{\text{Ph3P1,PM}} = \frac{\psi_{\text{PM}}}{w_{\text{Ph3}}} \begin{pmatrix} w_{\text{Ph3F1}} \cos(\gamma_{\text{el}} - \frac{4\pi}{3}) \\ w_{\text{Ph3F2}} \cos(\gamma_{\text{el}} - \frac{4\pi}{3}) \\ w_{\text{E}} \cos(\gamma_{\text{el}} - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{A.16})$$

$$\Psi_{\text{P2,PM}} = \frac{\psi_{\text{PM}}}{p} \begin{pmatrix} \cos(\gamma_{\text{el}}) \\ \cos(\gamma_{\text{el}} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma_{\text{el}} - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{A.17})$$

A.1.2 Einzelspulen Induktivität

Berücksichtigung des magnetischen Versatzes zwischen den Einzelspulen E1 und E2, um den Zusammenhang der Induktivitäten zwischen Phasen- und Einzelspulenmodell herzustellen. Mit Hilfe $i_{Ph2} = i_{Ph3} = 0$ gilt:

$$\psi_{Ph1P1} = L_{Ph1P1,Ph1P1} i_{Ph1} = \frac{1}{p} L_{Ph1,Ph1} i_{Ph1} \quad (A.18)$$

$$= (L_{Ph1E1,Ph1E1} + L_{Ph1E1,Ph1E2} + L_{Ph1E2,Ph1E2} + L_{Ph1E2,Ph1E1}) i_{Ph1}$$

$$L_{Ph1E1,Ph1E1} = \frac{1}{pq^2} \left(L_{SA} + \frac{L_{SB}}{\xi} \cos \left(2\gamma_{el} - \frac{2\pi}{N} \right) \right)$$

$$L_{Ph1E1,Ph1E2} = \frac{1}{pq^2} (L_{SA} + L_{SB} \cos(2\gamma_{el}))$$

$$L_{Ph1E2,Ph1E2} = \frac{1}{pq^2} \left(L_{SA} + \frac{L_{SB}}{\xi} \cos \left(2\gamma_{el} + \frac{2\pi}{N} \right) \right)$$

$$L_{Ph1E2,Ph1E1} = \frac{1}{pq^2} (L_{SA} + L_{SB} \cos(2\gamma_{el}))$$

$$\psi_{Ph1P1} = \frac{i_{Ph1}}{pq^2} \left(4L_{SA} + 2L_{SB} \cos(2\gamma_{el}) + \frac{L_{SB}}{\xi} \left(\cos \left(2\gamma_{el} - \frac{2\pi}{N} \right) + \cos \left(2\gamma_{el} + \frac{2\pi}{N} \right) \right) \right)$$

$$= \frac{i_{Ph1}}{pq^2} \left(4L_{SA} + 2L_{SB} \cos(2\gamma_{el}) + \frac{L_{SB}}{\xi} \left(2 \cos(2\gamma_{el}) \cos \left(\frac{2\pi}{N} \right) \right)^* \right)$$

$$= \frac{i_{Ph1}}{pq^2} (4L_{SA} + 4L_{SB} \cos(2\gamma_{el}))$$

$$= \frac{i_{Ph1}}{p} (L_{SA} + L_{SB} \cos(2\gamma_{el}))$$

$$= \frac{1}{p} L_{Ph1,Ph1} i_{Ph1}$$

$$= L_{Ph1P1,Ph1P1} i_{Ph1} \quad (A.19)$$

*Trigonometrie [109]:

$$\cos(x) \cos(y) = \frac{1}{2} (\cos(x - y) + \cos(x + y)) \quad (A.20)$$

A.1.3 Einzelspulen Permanentmagnet-Flussverkettung

Berücksichtigung des magnetischen Versatzes zwischen den Einzelspulen E1 und E2, um den Zusammenhang der Permanentmagnet-Flussverkettung zwischen Phasen- und Einzelspulenmodell herzustellen:

$$\psi_{\text{Ph1P1,PM}} = \frac{\psi_{\text{PM}}}{p} \cos(\gamma_{\text{el}}) \quad (\text{A.21})$$

$$= \psi_{\text{Ph1E1,PM}} + \psi_{\text{Ph1E2,PM}}$$

$$\psi_{\text{Ph1E1,PM}} = \frac{\psi_{\text{PM}}}{pq\xi} \cos\left(\gamma_{\text{el}} - \frac{2\pi}{N}\right)$$

$$\psi_{\text{Ph1E2,PM}} = \frac{\psi_{\text{PM}}}{pq\xi} \cos\left(\gamma_{\text{el}} + \frac{2\pi}{N}\right)$$

$$\begin{aligned} \psi_{\text{Ph1P1,PM}} &= \frac{\psi_{\text{PM}}}{pq\xi} \left(\cos\left(\gamma_{\text{el}} - \frac{2\pi}{N}\right) + \cos\left(\gamma_{\text{el}} + \frac{2\pi}{N}\right) \right) \\ &= \frac{\psi_{\text{PM}}}{pq\xi} \left(2 \cos(\gamma_{\text{el}}) \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) \right)^* \\ &= \frac{\psi_{\text{PM}}}{p} \cos(\gamma_{\text{el}}) \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

A.2 Fehlertoleranz

Weiterführend wird in diesem Abschnitt auf die Kernel-Funktionen und die DFT-Berechnung eingegangen.

A.2.1 Kernel-Funktionen

Für die SVM-Regression können unterschiedliche Kernel-Funktionen K verwendet werden, wie exemplarisch in Tabelle A.1 zusammengefasst [99].

Tabelle A.1: Kernel-Funktionen für lineare und nichtlineare Regressionen

| Ansatz | Kernel-Funktion |
|---------|---|
| linear | $\mathbf{x}_j^T \mathbf{x}$ |
| Gauß | $\exp(- \mathbf{x}_j - \mathbf{x} ^2)$ |
| Polynom | $(1 + \mathbf{x}_j^T \mathbf{x})^p$ mit $p = 2, 3, \dots$ |

A.2.2 DFT-Berechnung

Die rekursive Berechnung der harmonischen Oberschwingungen basiert auf der DFT-Berechnung nach Gleichung (5.12). Es werden die beiden aufeinanderfolgenden Abtastzeitpunkte t_0 und t_{0+1} mit den Abtastfolgen $x_{t_0} = [x(0), \dots, x(N-1)]$ und $x_{t_{0+1}} = [x(1), \dots, x(N)]$ betrachtet. In Gleichung (A.23) wird das komplexe Frequenzspektrum für den Zeitpunkt t_{0+1} aus der Summenformel berechnet. Diese Summenformel wird schrittweise aufgelöst und mit dem komplexen Frequenzspektrum $\underline{X}_{t_0}(k)$ des vorangegangenen Zeitpunktes kombiniert. Zur Vereinfachung von Gleichung (A.24) wird der Zusammenhang $e^{-j2\pi} = 1$ verwendet. In Gleichung (A.28) ist die rekursive Berechnungsvorschrift des komplexen Frequenzspektrums für den Abtastzeitpunkt t_{0+1} notiert.

$$\underline{X}_{t_{0+1}}(k) = \sum_{n=1}^N x(n) e^{-j2\pi \frac{k(n-1)}{N}} \quad (\text{A.23})$$

$$= \sum_{n=1}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{k(n-1)}{N}} + x(N) e^{-j2\pi \frac{k(N-1)}{N}} \quad (\text{A.24})$$

$$= \sum_{n=1}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{k(n-1)}{N}} + x(N) e^{j2\pi \frac{k}{N}} \quad (\text{A.25})$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{k(n-1)}{N}} + x(N) e^{j2\pi \frac{k}{N}} - x(0) e^{j2\pi \frac{k}{N}} \quad (\text{A.26})$$

$$= \left(\sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} + x(N) - x(0) \right) e^{j2\pi \frac{k}{N}} \quad (\text{A.27})$$

$$= \left(\underline{X}_{t_0}(k) + x(N) - x(0) \right) e^{j2\pi \frac{k}{N}} \quad (\text{A.28})$$

A.3 Maßstabsgetreuer Querschnitt KSPM80

Abbildung A.1 zeigt den maßstabsgetreuen Querschnitt der Prüflingsmaschine *KSPM80* mit dem Außendurchmesser 120 mm, dem Innendurchmesser 70 mm, der Länge 80 mm, der Nutenzahl 24 und der Polpaarzahl 2.

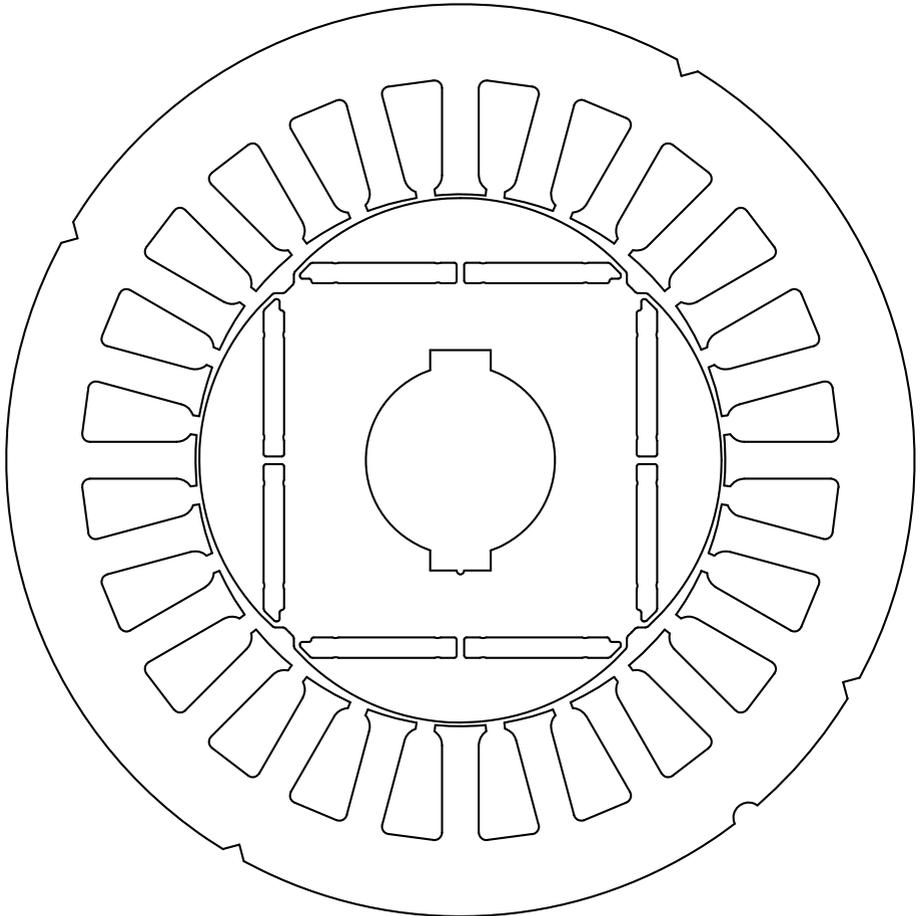


Abbildung A.1: Maßstabsgetreuer Querschnitt der Prüflingsmaschine *KSPM80* [D4]

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

| | |
|--------|---|
| ADC | Analog Digital Converter |
| AEA | All Electric Aircraft |
| AFE | Active Front End |
| DFT | Diskrete Fourier Transformation |
| DUT | Device Under Test |
| EPRI | Electric Power Research Institute |
| EPSR | Einplatinenstromrichter |
| ES | Erdschluss |
| ETI | Elektrotechnisches Institut |
| eVTOL | electric Vertical Takeoff and Landing |
| FEM | Finite Elemente Methode |
| FPGA | Field Programmable Gate Array |
| FTPSPM | Fehlertolerante Permanenterregte Synchronmaschine |
| IEEE | Institute of Electrical and Electronics Engineers |
| IGBT | Insulated Gate Bipolar Transistor |
| KIT | Karlsruher Institut für Technologie |
| KNN | Künstliches Neuronales Netz |
| LAM | Lastmaschine |
| MEA | More Electric Aircraft |
| MOSFET | Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor |
| MTPA | Maximum Torque Per Ampere |
| MTPV | Maximum Torque Per Volt |
| PhS | Phasenschluss |
| PSM | Permanenterregte Synchronmaschine |

| | |
|------|--|
| PWM | Pulsweitenmodulation |
| RMS | Root Mean Square |
| SMO | Sequential Minimal Optimization |
| SoC | System on Chip |
| SVM | Support Vector Machine |
| TSS | Tiefsetzsteller |
| VHDL | Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language |
| WS | Windungsschluss |

Formelzeichen

Griechische Formelzeichen

| | |
|----------------------|---|
| α | Wärmeübertragungskoeffizient |
| α_j | Lagrange-Multiplikatoren der Regression |
| α_N | Nutenwinkel des Stators |
| β_F | Proportionalität der Fehlertemperaturerhöhung |
| ε | Rand der Regression |
| γ_{el} | elektrischer Rotorwinkel |
| γ_{mech} | mechanischer Rotorwinkel |
| λ | Wärmeleitfähigkeit |
| ω_{el} | elektrische Kreisfrequenz |
| ω_{mech} | mechanische Kreisfrequenz |
| ω_B | Bandbreite |
| ψ | Flussverkettung |
| ψ_{dq} | Flussverkettungen in d- und q-Richtung |
| $\bar{\psi}_{dq}$ | Mittelwerte der dq-Flussverkettungen |
| ψ_F / ψ_{F1} | Flussverkettung der kurzgeschlossenen Windungen |
| ψ_{PM} | Permanentmagnet-Flussverkettung |
| ψ_{Ph} | Phasenflussverkettung |
| $^1\hat{\psi}_{Ph}$ | Grundschwingungsamplitude der Phasenflussverkettung |
| ψ_{Ph1F1} | Flussverkettung der kurzgeschlossenen Windungen |
| Ψ_{Ph} | Flussverkettungsvektor des Phasenmodells |
| Ψ_{WM} | Flussverkettungsvektor des Windungsmodells |
| φ_R | Phasenrand |
| ϑ | Temperatur |

| | |
|------------------------|--|
| ϑ_F | lokale Temperatur an dem Windungsschluss |
| ϑ_S | Temperatur Statorgehäuse |
| $\bar{\vartheta}_{SW}$ | gemittelte Temperatur Statorwicklung |
| ξ | Wicklungsfaktor der Statorwicklung |
| ζ | Stützvektorabstand der Regression zum Rand |

Lateinische Formelzeichen

| | |
|-------------------|--|
| A | Querschnittsfläche eines Quaders |
| A_R | Amplitudenrand |
| b | Offset der Regression |
| c_{th} | spezifische Wärmekapazität |
| C_{th} | Wärmekapazität |
| d | Dicke eines Quaders |
| D_{SVM} | Trainingsdatensatz der Regression |
| e_{RMS} | Wurzel der mittleren Fehlerquadratsumme |
| f | Funktion einer mathematischen Abbildung |
| f_A | Abtastfrequenz |
| f_{el} | elektrische Frequenz |
| f_T | Taktfrequenz |
| $G(s)$ | Übertragungsfunktion im Laplace-Bereich |
| $G(z)$ | Übertragungsfunktion im z-Bereich |
| HI | Halbierungsindex |
| i | Momentanwert des Stroms |
| i_{dq} | Momentanwert der Ströme in d- und q-Richtung, Stromraumzeiger |
| i_{dq}^* | Sollwerte der dq-Ströme |
| I_F | Effektivwert des Fehlerstroms |
| \dot{I}_F | komplexer Fehlerstrom |
| \dot{i}_F | Momentanwert des Fehlerstroms |
| i_{max} | Maximalstrom |
| \mathbf{i}_{Ph} | Stromvektor des Phasenmodells |
| \dot{i}_{Ph} | Momentanwert des Phasenstroms |
| \mathbf{i}_{WM} | Stromvektor des Windungsmodells |
| j | imaginäre Einheit |
| K | Kernelfunktion der Regression |
| k_F | Proportionalität der Fehlerverlustleistung |

| | |
|-------------------|---|
| k_i | Integralverstärkung |
| k_p | Proportionalverstärkung |
| $L(\vartheta)$ | temperaturabhängige Lebensdauer |
| L_0 | Referenzlebensdauer |
| L_{dq} | Induktivitäten in d- und q-Richtung |
| L_{Ph} | Induktivität einer Phase |
| L_{PhIF1} | Induktivität der kurzgeschlossenen Windungen |
| \mathbf{L}_{Ph} | Induktivitätsmatrix des Phasenmodells |
| L_{SA} | Gleichanteil der Phaseninduktivität |
| L_{SB} | Wechselanteil der Phaseninduktivität |
| \mathbf{L}_{WM} | Induktivitätsmatrix des Windungsmodells |
| m | Strangzahl der Statorwicklung |
| N | Nutenzahl des Stators |
| n | Drehzahl |
| O_{SVM} | Optimierungsfunktion der Regression |
| p | Polpaarzahl der Maschine |
| P_{Cu} | Kupferverlustleistung |
| P_F | Fehlerverlustleistung |
| P_{el} | elektrische Leistung |
| P_{Fe} | Eisenverluste |
| P_F^* | maximal zulässige Fehlerverlustleistung, Sollwert |
| $P_{i,mech}$ | innere mechanische Leistung |
| P_{Ph} | Phasenverlustleistung |
| $P(s)$ | Übertragungsfunktion Proportionalglied im Laplace-Bereich |
| Q | Wärme |
| q | Lochzahl der Statorwicklung |
| \dot{Q} | Wärmestrom |
| R_{ans} | ohmscher Anschlusswiderstand der Fehlerschaltung |
| R_F | ohmscher Fehlerwiderstand |
| R_{PhIF1} | ohmscher Widerstand der kurzgeschlossenen Windungen |
| \mathbf{R}_{Ph} | Widerstandsmatrix des Phasenmodells |
| R_{Ph} | ohmscher Widerstand einer Phase |
| R_{ser} | serieller ohmscher Widerstand der Fehlerschaltung |
| R_{th} | thermischer Widerstand |
| \mathbf{R}_{WM} | Widerstandsmatrix des Windungsmodells |
| R_W | ohmscher Widerstand einer Windung |
| s | komplexe Laplace-Variable |

| | |
|--|--|
| t | Zeit |
| T_A | Abtastzeit |
| T_T | Totzeit |
| $T(s)$ | Übertragungsfunktion Totzeitglied im Laplace-Bereich |
| TI | Temperaturindex |
| T_{bem} | Bemessungsdrehmoment |
| T_{el} | elektromagnetisches Drehmoment |
| \bar{T} | gemittelttes Drehmoment |
| T^* | Sollwert des Drehmoments |
| u | Momentanwert der Spannungen |
| u_{dq} | Momentanwert der Spannungen in d- und q-Richtung |
| \bar{u}_{dq} | Mittelwerte der dq-Spannungen |
| ${}^2\hat{u}_{\text{dq}}$ | Spannungsamplituden der zweiten harmonischen Oberschwingungen der dq-Spannungen |
| u_{Ellipse} | Spannungsellipse |
| $u_{\text{F}}/u_{\text{F1}}$ | Momentanwert der Spannung eines Windungsschlusses |
| u_{Ph} | Momentanwert der Phasenspannung |
| ${}^1\hat{u}_{\text{Ph}}$ | Grundschriftungsamplitude der Phasenspannung |
| \mathbf{u}_{Ph} | Spannungsvektor des Phasenmodells |
| \mathbf{u}_{WM} | Spannungsvektor des Windungsmodells |
| \mathbf{w} | Normalenvektor |
| w_{E} | Windungszahl einer Einzelspule |
| $w_{\text{F}}/w_{\text{F1}}$ | Anzahl kurzgeschlossener Windungen |
| W_{mag} | magnetische Energie |
| w_{PhP} | Windungszahl eines Polpaars |
| w_{Ph} | Windungszahl einer Phase |
| $x(n)$ | diskrete Abtastfolge |
| $\underline{X}(k)$ | komplexes Frequenzspektrum |
| \mathbf{x} | Eingangsvektor der Regression |
| \tilde{y}_j | Schätzwert des Eingangsvektors |
| y_j | Ausgangswert des Trainingsdatensatzes |
| z | Variable zur Diskretisierung |
| $\underline{Z}_{\text{F}}/\underline{Z}_{\text{F1}}$ | komplexe Fehlerimpedanz |

Indizes

ans Anschluss

| | |
|-------|-----------------------------------|
| bem | Bemessung |
| dq1 | dq-System des ersten Teilsystems |
| dq2 | dq-System des zweiten Teilsystems |
| E | Einzelspule |
| F1 | kurzgeschlossener Fehlerteil |
| F2 | verbleibender Fehlerteil |
| F | Fehlerfall, Fehlerposition |
| ft | fehlertolerant |
| Hyp | Drehmomenthyperbel |
| H | fehlerfreier Fall |
| im | Imaginärteil |
| Kreis | Maximalstromkreis |
| mess | Messung |
| o | offen |
| PM | Permanentmagnet |
| Ph | Phase |
| P | Polpaar |
| re | Realteil |
| ser | seriell |
| R | Regler |
| S | Strecke |
| WM | Windungsmodell |
| W | Windung |

Abbildungsverzeichnis

| | | |
|-----|--|----|
| 1.1 | Regelstrategie nach [27] für PSMs mit $\psi_{PM}/L_d < i_{max}$ sowie Arbeitspunkt 1 im MTPA-Punkt und Arbeitspunkt 2 im MTPV-Punkt bei konstantem Drehmoment und eingezeichneten Spannungsellipsen $u_{Ellipse}$ | 7 |
| 2.1 | Aufteilung der Fehlerfälle elektrischer Maschinen nach der umfangreichen IEEE-Auswertung aus dem Jahr 1985 [13] | 14 |
| 2.2 | Bereich des normierten Spannungsabfalls über den ersten Windungen mit einem stationären Wert von 0,1 pu in Abhängigkeit der Anstiegszeit der einfallenden Spannung nach [43] | 16 |
| 2.3 | Wicklungsdefekt der Statorwicklung durch einen Windungschluss [53] | 19 |
| 3.1 | Statorwicklung mit vier Einzelspulen je Phase, repräsentativer Bezeichnung aller Komponenten von Phase Ph1, einem exemplarischen Windungschluss in Einzelspule Ph1E1 und farblich hinterlegten Komponenten des Windungsmodells | 23 |
| 3.2 | Betrag des Fehlerstroms $ i_F $ für verhältnismäßig kleine und große Fehlerwiderstände R_F in Bezug auf den Betrag der Impedanz $ Z_{F1} $, aufgetragen über die elektrische Kreisfrequenz ω_{el} | 35 |
| 3.3 | Ausführungen der beiden sechsphasigen Statorwicklungen mit zwei dreiphasigen Teilsystemen, eingezeichnet in dem Schnitt der Prüfingmaschine | 37 |
| 3.4 | Implementierung einer Komponente der Statorwicklung mit der allgemeinen differentiellen Spannungsgleichung einer Spule als Grundlage des physikalischen Verhaltens | 40 |

| | | |
|-----|--|----|
| 3.5 | Maschinengeometrie des numerischen Maschinenmodells der dreiphasigen Prüflingsmaschine mit den aufgeteilten Nutflächen jeweils der ersten Einzelspule aller drei Phasen, zur Simulation von Windungsschlüssen | 42 |
| 3.6 | Aufbau des zweidimensionalen erweiterten Schichtmodells mit den festgelegten vier Richtungen, der Materialaufteilung innerhalb der Nut und einem exemplarischen Fehlerfall | 46 |
| 3.7 | Axiale Verknüpfung der einzelnen Segmente des erweiterten Schichtmodells zu einem dreidimensionalen Modell, mit einem exemplarischen Windungsschluss und der daraus resultierenden Aufteilung von Segment 1 | 47 |
| 4.1 | Auswirkungen von ein, zwei und drei kurzgeschlossenen Windungen auf den Effektivwert des zirkulierenden Fehlerstroms . . | 51 |
| 4.2 | Auswirkungen von ein, zwei und drei kurzgeschlossenen Windungen auf die Fehlerverlustleistung des Windungsschlusses . . | 52 |
| 4.3 | Fehlerverlustleistung P_F für zwei kurzgeschlossene Windungen aufgetragen über der zweiten Harmonische ${}^2\hat{u}_q$ für die halbe, einfache und doppelte Bemessungsdrehzahl | 53 |
| 4.4 | Auswirkungen im Fehlerfall von ein, zwei und drei kurzgeschlossenen Windungen in Abhängigkeit der zweiten Harmonischen ${}^2\hat{u}_q$ | 54 |
| 4.5 | Exemplarischer Windungs-, Phasen- und Erdschluss, eingezeichnet in die aufgeteilte Statorwicklung des Windungsmodells . . . | 55 |
| 4.6 | Auswirkungen von Windungs-, Phasen- und Erdschlüssen auf die zweite harmonische Oberschwingung in q-Richtung und die Fehlerverlustleistung für den Betrieb im Bemessungspunkt . . . | 56 |
| 4.7 | Auswirkungen von Windungs-, Phasen- und Erdschlüssen auf die zweite harmonische Oberschwingung in q-Richtung und die Fehlerverlustleistung für den Betrieb bei maximaler Feldschwächung und Bemessungsdrehzahl | 58 |
| 4.8 | Lokaler Temperaturverlauf des Windungsschlusses mit der Fehlerverlustleistung $P_F = 0,1P_{Ph}$ für die günstige Fehlerposition in Segment 1 und die ungünstige Fehlerposition in Segment 4 . . . | 60 |
| 5.1 | Vereinfachte Darstellung der Betriebsbereiche in Abhängigkeit des Systemzustandes von den Variablen x und y | 67 |

| | | |
|------|---|----|
| 5.2 | Reglerstruktur für die fehlertolerante Regelung mit Änderung der Sollwertvorgabe bei der Umschaltung zwischen fehlerfreiem und -behaftetem Betrieb | 68 |
| 5.3 | Betragsmäßige Änderung des Frequenzspektrums der Spannung u_q in Bezug auf die elektrische Frequenz f_{el} | 71 |
| 5.4 | Prinzip einer linearen SVM-Regression $f(\mathbf{x})$ mit dem Rand ε und den Abständen ζ sowie ζ^* der Stützvektoren zum Rand | 78 |
| 5.5 | DFT-Berechnung der zweiten harmonischen Oberschwingung eines exemplarischen Eingangssignals, bestehend aus einer Verzögerung, einem Offset, einer Grundschwingung und einer zweiten harmonischen Oberschwingung | 81 |
| 5.6 | Sollwertvorgabe der dq-Ströme im Fehlerfall entlang der Drehmomenthyperbel und des Maximalstromkreises mit Gegenüberstellung der Fehlerverlustleistung | 83 |
| 5.7 | Regelung der Fehlerverlustleistung im Fehlerfall mit dem Ausgang i_d^* und der Berechnung des Sollwertes i_q^* aus i_d^* und T^* abhängig vom Arbeitspunkt | 85 |
| 5.8 | Sollwertvorgabe der dq-Ströme im Fehlerfall für die sechsphasige polgeteilte PSM auf Basis der Regelstrategie für die dreiphasige PSM | 87 |
| 5.9 | Vereinfachte Darstellung der Strecke mit dem Eingang i_d^* , der Verstärkung k_F , der Totzeit T_T und dem Ausgang $P_{F,SVM}$ | 90 |
| 5.10 | Annahmen zur Vereinfachung der Strecke entlang der Drehmomenthyperbel und des Maximalstromkreises mit den resultierenden Verstärkungen $k_{F,Hyp}$ und $k_{F,Kreis}$ | 91 |
| 5.11 | Bode-Diagramm der vereinfachten Strecken für die Drehmomenthyperbel $G_{S,Hyp}$ und den Maximalstromkreis $G_{S,Kreis}$ | 92 |
| 5.12 | Darstellung des offenen Regelkreises mit der Regeldifferenz e als Eingang, dem PI-Regler, der vereinfachten Strecke und der geschätzten Fehlerverlustleistung $P_{F,SVM}$ als Ausgang | 94 |
| 5.13 | Bode-Diagramm der offenen, zeitdiskreten Regelkreise für die Drehmomenthyperbel $G_{o,Hyp}$ und den Maximalstromkreis $G_{o,Kreis}$ | 96 |
| 5.14 | Darstellung des geschlossenen Regelkreises mit der maximal zulässigen Fehlerverlustleistung als Sollwert P_F^* , der beiden PI-Regler $G_{R,Hyp}$ und $G_{R,Kreis}$ sowie der vereinfachten Strecke G_S | 97 |
| 5.15 | Übertragungsverhalten des geschlossenen Regelkreises bei einem Sollwertsprung und einer zeitlichen Änderung der Strecke | 98 |

| | | |
|------|--|-----|
| 5.16 | Mögliche Auswirkung der Regelstrategie bei unterschiedlichen Drehmoment-Drehzahl-Zusammenhängen auf den fehlertoleranten Arbeitspunkt | 100 |
| 6.1 | Aufbau des Prüfstands nach dem Blockdiagramm mit Gegenüberstellung des physikalischen Aufbaus, bestehend aus dem Maschinenbett sowie Umrichterschrank mit Leistungselektronik und Signalverarbeitung | 104 |
| 6.2 | Prüflingsmaschine mit herausgeführten Windungen jeweils der ersten Einzelspule E1 von Phase Ph1 sowie Ph2 und schematischer Darstellung der Anschlussmöglichkeiten an die Fehler-schaltung | 107 |
| 7.1 | Phasen- und dq-Spannungen aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises bei $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ | 114 |
| 7.2 | Spannungsamplituden der zweiten harmonischen Oberschwingungen in d- und q-Richtung aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises bei $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ | 115 |
| 7.3 | Phasen- und dq-Flussverkettungen aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises | 117 |
| 7.4 | Mittleres Drehmoment \bar{T} aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises, mit Drehmomenthyperbeln im Abstand von 2 N m und MTPA-Kurve | 118 |
| 7.5 | Fehlerverlustleistung P_F aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises mit minimalem Schweregrad für $w_F = 1$ und sowie $R_F = 190 \text{ m}\Omega$ und maximalem Schweregrad für $w_F = 3$ sowie $R_F = 100 \text{ m}\Omega$ | 119 |
| 7.6 | Messung der zweiten harmonischen Oberschwingungen der dq-Spannungen, aufgeteilt in Real- und Imaginärteil für den fehlerfreien Betrieb (Netzabbildungen) und fehlerbehafteten Betrieb (Oberflächenabbildungen), aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises | 121 |
| 7.7 | Vergleich der Oberschwingungsamplituden zwischen Messergebnissen (Oberflächenabbildungen) und kombinierten Trainingsdaten (Netzabbildungen) für den Windungsschluss $w_F = 3$ und $R_F = 100 \text{ m}\Omega$, aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises | 124 |

| | | |
|------|--|-----|
| 7.8 | Geregelte Anpassung der Ströme i_d und i_q ausgehend vom MTPA-Punkt hin zum fehlertoleranten Betriebspunkt entsprechend der Regelstrategie | 127 |
| 7.9 | Änderung der Spannungen u_d und u_q aufgrund der Arbeitspunktwechsel vom MTPA-Punkt hin zum fehlertoleranten Arbeitspunkt | 128 |
| 7.10 | Gemessene Fehlerverlustleistung $P_{F,RMS}$ und geschätzte transiente sowie diskrete Fehlerverlustleistung $P_{F,SVM}$ über der Zeit t , mit Einregelung auf den Sollwert $P_F^* = 7\text{ W}$ nach dem aktiven Schalten des Windungsschlusses mit maximalem Schweregrad . | 129 |
| 7.11 | Einfluss der fehlertoleranten Regelung auf die mechanischen Größen durch die Drehmomentänderung nach Übergang des Stromraumzeigers von der Drehmomenthyperbel auf den Maximalstromkreis | 131 |
| 7.12 | Simulierte Verläufe im Bemessungspunkt und fehlertoleranten Arbeitspunkt der lokalen Fehlertemperatur ϑ_F und der gemittelten Temperatur der Statorwicklung $\bar{\vartheta}_{SW}$ für den Windungsschluss mit $w_F = 3$ und $R_F = 100\text{ m}\Omega$ nach 750 ms | 133 |
| A.1 | Maßstabsgetreuer Querschnitt der Prüflingsmaschine <i>KSPM80</i> [D4] | 147 |

Tabellenverzeichnis

| | | |
|-----|---|-----|
| 1.1 | Stand der Technik zur Schadensbegrenzung von Windungsschlüssen, eingeteilt in die vorgeschlagene Gegenmaßnahme und einem anschließenden passiven oder aktiven Weiterbetrieb | 4 |
| 1.2 | Gegenüberstellung der Gegenmaßnahmen zur Schadensbegrenzung von Windungsschlüssen mit aktivem Weiterbetrieb | 8 |
| 4.1 | Bezugsgrößen für die Betrachtung der elektromagnetischen Auswirkungen im Bemessungspunkt und betrachtete Fehlerkombinationen | 50 |
| 5.1 | Strecken- und Regelparameter für den Betrieb entlang der Drehmomenthyperbel und des Maximalstromkreises für einen initialen Fehler mit maximalem Schweregrad | 96 |
| 6.1 | Maschinenparameter der Last- und Prüflingsmaschine mit Permanentmagnet Flussverkettung, linearisierten Induktivitäten in d- und q-Richtung, Bemessungsdrehmoment und ohmschem Phasenwiderstand | 106 |
| 6.2 | Schaltbare Windungsschlüsse am Prüfstand mit der Fehlerschaltung | 108 |
| 6.3 | Leistungselektronik | 109 |
| 7.1 | Parameter der trainierten SVM-Regression für die Abschätzung $P_{F,SVM}$ der Fehlerverlustleistung | 125 |
| 7.2 | Gegenüberstellung der Phasen-, Eisen- und Fehlerverlustleistung im Bemessungspunkt sowie fehlertoleranten Arbeitspunkt und den Auswirkungen auf die gemittelte Temperatur der Statorwicklung $\bar{\vartheta}_{SW}$ und die lokale Fehlertemperatur ϑ_F | 132 |

A.1 Kernel-Funktionen für lineare und nichtlineare Regressionen . . 145

Literaturverzeichnis

Eigene Publikationen

- [E1] S. Foitzik und M. Doppelbauer, „Simulation of Stator Winding Faults with an analytical Model of a PMSM,“ in *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Chennai, Indien, 2018, S. 1–6.
- [E2] S. Foitzik und M. Doppelbauer, „Fault Tolerant Control by Asymmetric Operation of Double Three-Phase PMSMs with Inter-Turn Faults,“ in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, online, 2020, S. 1342–1348.
- [E3] S. Foitzik und M. Doppelbauer, „Analytical Model of a Six-Phase PMSM for the Simulation of Stator Winding Faults on Turn Level,“ in *2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, San Diego, USA, 2019, S. 185–191.
- [E4] F. Hoffmann, S. Foitzik und M. Doppelbauer, „Thermal 3D Modeling and Analysis of PMSMs with Inter-Turn Faults,“ in *2021 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, online, 2021, S. 1–7.
- [E5] B. Jux, S. Foitzik und M. Doppelbauer, „A standard mission profile for hybrid-electric regional aircraft based on Web flight data,“ in *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Chennai, Indien, 2018, S. 1–6.
- [E6] S. Foitzik und M. Doppelbauer, „Fault Tolerant Control of 3ph PMSM with Inter-Turn Faults,“ in *The 10th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, IET, online, 2020.

- [E7] S. Decker, S. Foitzik, F. Rehm, M. Brodatzki, C. Rollbühler, J. Kolb und M. Braun, „DQ0 Modelling and Parameterization of small Delta connected PM Synchronous Machines,“ in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, online, 2020, S. 144–150.
- [E8] S. Foitzik und M. Doppelbauer, „Fault Tolerant Control of a three-phase PMSM by Limiting the Heat of an Inter-Turn Fault,“ *IET Electric Power Applications*, 2021.

Betreute Studentische Arbeiten

- [S1] K. Hellmuth, *Torque Analysis of Multi-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motors*, Studienarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, University of Massachusetts Amherst, 2018.
- [S2] S. Weik, *Bestimmung der elektromagnetischen und thermischen Betriebsparameter von hochausgenutzten Synchronmaschinen auf Basis von Lastzyklen*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2018.
- [S3] M. Bayer, *Lebensdauerschätzung von hochausgenutzten Synchronmaschinen*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2018.
- [S4] M. Rezes, *Bestimmung des Betriebsverhaltens von hochausgenutzten Synchronmaschinen im Fehlerfall*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2018.
- [S5] K. Hellmuth, *Entwurf von Regelstrategien für den fehlertoleranten Betrieb von 6-phasigen Synchronmaschinen mit Windungsschlüssen*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S6] Y. Lu, *Antriebsstrang basierendes online MMPA-Tracking von iPMSM für Elektro- und Hybridfahrzeuge*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S7] S. Noll, *Entwurf eines Online-Fehlererkennungssystems von Windungsschlüssen für permanenterregte Synchronmaschinen*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S8] L. Rendes, *Co-Simulation eines 48V-Antriebsystems zur Betrachtung von elektrischen Fehlern in E-Maschinen*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S9] M. Scheuermann, *Vergleich von analytischen und numerischen Simulationsmodellen von 6-phasigen Synchronmaschinen mit Windungsschlüssen*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S10] M. Wagner, *Vergleich von analytischen und numerischen Simulationsmodellen von 6-phasigen Synchronmaschinen mit Windungsschlüssen*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S11] F. Dudenhöffer, *Untersuchung der magnetischen Kopplung innerhalb 6-phasiger Synchronmaschinen im fehlertoleranten Betrieb*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.

- [S12] F. Eisele, *Anpassung des Betriebsbereichs von Synchronmaschinen mit Windungsfehlern für den fehlertoleranten Betrieb*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [S13] J. Reiter, *Aufbau eines analytischen Simulationsmodells zur elektromagnetisch-thermischen Beschreibung von Windungskurzschlüssen in permanenterregten Synchronmaschinen*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [S14] R. Pfeffer, *Auswirkung der zeitlichen Veränderung eines Windungsschlusses auf die fehlertolerante Regelung einer Synchronmaschine*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2021.

Fremdliteratur

- [1] *Flightpath 2050 - Europe's Vision for Aviation*, Europäische Kommission, <https://ec.europa.eu/transport/sites/transport/files/modes/air/doc/flightpath2050.pdf>, Abruf: 03.02.2021.
- [2] *Aircraft Electrical Propulsion - The Next Chapter of Aviation*, Roland Berger GmbH, https://www.rolandberger.com/publications/publication_pdf/roland_berger_aircraft_electrical_propulsion.pdf, Abruf: 08.02.2021, 2017.
- [3] P. Wheeler, „Technology for the more and all electric aircraft of the future,“ in *2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)*, IEEE, 2016.
- [4] M. Schiefer, „Indirekte Wicklungskühlung hochausgenutzter permanenterregter Synchronmaschinen mit Zahnspulenwicklung,“ Diss., Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2017.
- [5] M. Schiefer und M. Doppelbauer, „Indirect slot cooling for high-power-density machines with concentrated winding,“ in *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, IEEE, 2015.
- [6] *Aircraft Electrical Propulsion - Onwards and Upwards*, Roland Berger GmbH, https://www.rolandberger.com/publications/publication_pdf/roland_berger_aircraft_electrical_propulsion_2.pdf, Abruf: 08.02.2021, 2018.
- [7] *The Future of Vertical Mobility - Sizing the market for passenger, inspection, and goods services until 2035*, Porsche Consulting GmbH, <https://www.porsche-consulting.com/en/press/insights/detail/study-the-future-of-vertical-mobility/>, Abruf: 03.02.2021, 2018.
- [8] *Volocopter GmbH*, <https://www.volocopter.com/>, Abruf: 04.02.2021.
- [9] *Lilium GmbH*, <https://www.lilium.com/>, Abruf: 04.02.2021.
- [10] R. Reichel, „Vorlesung Luftfahrtsysteme,“ *Institut für Luftfahrtsysteme - Universität Stuttgart*, 2013.
- [11] J. W. Bennett, G. J. Atkinson, B. C. Mecrow und D. J. Atkinson, „Fault-tolerant design considerations and control strategies for aerospace drives,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011.

- [12] M. Henke, G. Narjes, J. Hoffmann, C. Wohlers, S. Urbanek, C. Heister, J. Steinbrink, W.-R. Canders und B. Ponick, „Challenges and opportunities of very light high-performance electric drives for aviation,“ MDPI, Energies, 2018.
- [13] Motor Reliability Working Group u. a., „Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, Part I,“ *IEEE Trans. Industrial Applications*, 1985.
- [14] C. Lai, A. Balamurali, V. Bousaba, K. L. V. Iyer und N. C. Kar, „Analysis of stator winding inter-turn short-circuit fault in interior and surface mounted permanent magnet traction machines,“ in *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2014.
- [15] P. Mellor, T. Allen, R. Ong und Z. Rahma, „Faulted behaviour of permanent magnet electric vehicle traction drives,“ in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC'03)*, 2003.
- [16] B. Mecrow, A. Jack, J. Haylock und J. Coles, „Fault-tolerant permanent magnet machine drives,“ *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 1996, IET.
- [17] B. Mecrow, A. Jack, D. Atkinson und J. Haylock, „Fault tolerant drives for safety critical applications,“ *IEE Colloquium on New Topologies for Permanent Magnet Machines*, 1997, IET.
- [18] B. Mecrow und V. Pickert, „Overview: Fault Tolerant Systems,“ *ECPE Workshop: Availability of Power Electronics by Fault-Tolerant Designs for Automotive and Aircraft*, 2019.
- [19] B. A. Welchko, T. M. Jahns, W. L. Soong und J. M. Nagashima, „IPM synchronous machine drive response to symmetrical and asymmetrical short circuit faults,“ *IEEE Transactions on energy conversion*, 2003.
- [20] J. A. Haylock, B. Mecrow, A. G. Jack und D. J. Atkinson, „Operation of fault tolerant machines with winding failures,“ *IEEE transactions on Energy Conversion*, 1999.
- [21] B. Wang, J. Wang, A. Griffo und W. Hua, „Effective Turn Fault Mitigation by Creating Zero Sequence Current Path for a Triple Redundant 3× 3-Phase PMA SynRM,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019.
- [22] V. Lešić, M. Vašak, G. Stojcic und T. M. Wolbank, „Fault-tolerant control of permanent magnet synchronous generator in wind turbines,“ *European Wind Energy Association 2014 Annual Event, EWEA*, 2014.

-
- [23] B. A. Welchko, T. M. Jahns und T. A. Lipo, „Short-circuit fault mitigation methods for interior PM synchronous machine drives using six-leg inverters,“ in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*, 2004.
- [24] A. Mitcham, G. Antonopoulos und J. Cullen, „Implications of shorted turn faults in bar wound PM machines,“ *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 2004, IET.
- [25] Y. Jiang, Z. Zhang, W. Jiang, W. Geng und J. Huang, „Three-phase current injection method for mitigating turn-to-turn short-circuit fault in concentrated-winding permanent magnet aircraft starter generator,“ *IET Electric Power Applications*, 2018.
- [26] J. G. Cintron-Rivera, S. N. Foster und E. G. Strangas, „Mitigation of Turn-to-Turn Faults in Fault Tolerant Permanent Magnet Synchronous Motors,“ *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2015.
- [27] Y. Lee, „A stator turn fault detection method and a fault-tolerant operating strategy for interior PM synchronous motor drives in safety-critical applications,“ Diss., Georgia Institute of Technology, 2007.
- [28] B. Wang, J. Wang, A. Griffo und L. Huang, „A Turn Fault Mitigation Strategy Based on Current Injection Technique for a Triple Three-Phase PMA SynRM,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020.
- [29] A. Franco, J. Mccarvey, D. Kane und M. Salata, *Flux shunt wave shape control arrangement for permanent magnet machines*, US Patent 6750628, 2004.
- [30] J. F. Gieras und G. I. Rozman, *Permanent magnet electric generator with variable magnet flux excitation*, US Patent 7859231, 2010.
- [31] K. Dooley und M. Dowhan, *Method and apparatus for controlling an electric machine*, US Patent 7443070, 2008.
- [32] E. Cornell, E. Owen, J. Appiarius, R. McCoy, P. Albrecht und D. Houghaling, „Improved motors for utility applications,“ *Final Report General Electric Company*, 1982.
- [33] A. Bonnett, „Insulation systems available for PWM inverter fed motors for low voltage pulp and paper applications,“ in *Conference Record of 1997 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference*, IEEE, 1997.
- [34] *Motor monitoring services - Early identification of potential electric motor failures ensures the reliability of critical machinery*, SKF (U.K.) Limited, 2016.

- [35] A. H. Bonnett und G. C. Soukup, „Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors,“ *IEEE Transactions on Industry applications*, 1992.
- [36] A. H. Bonnett, „Root cause AC motor failure analysis with a focus on shaft failures,“ *IEEE transactions on industry applications*, 2000.
- [37] T. Weiers, „Eine Methode zur aussagekräftigeren Bewertung von Maschinenisolationen,“ Diss., ETH Zurich, 2007.
- [38] R. Rothe und K. Hameyer, „Life expectancy calculation for electric vehicle traction motors regarding dynamic temperature and driving cycles,“ in *2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2011.
- [39] G. Friederici, *Versagensgründe für Isolationen*, CMC Klebtechnik GmbH, <https://www.cmc.de/web/content/1212>, Abruf: 10.12.2018.
- [40] P. M. Lugt, „A review on grease lubrication in rolling bearings,“ *Tribology Transactions*, 2009.
- [41] K. Hameyer, A. Ruf und F. Pauli, „Influence of fast switching semiconductors on the winding insulation system of electrical machines,“ in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia)*, IEEE, 2018.
- [42] M. Kaufhold, H. Auinger, M. Berth, J. Speck und M. Eberhardt, „Electrical stress and failure mechanism of the winding insulation in PWM-inverter-fed low-voltage induction motors,“ *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2000.
- [43] „Motor Insulation Voltage Stresses under PWM Inverter Operation,“ *A GAMBICA / BEAMA Technical Guide*, 2016.
- [44] M. Kaufhold, G. Borner, M. Eberhardt und J. Speck, „Failure mechanism of the interturn insulation of low voltage electric machines fed by pulse-controlled inverters,“ *IEEE Electrical insulation magazine*, 1996.
- [45] C. Zöller, M. A. Vogelsberger und T. M. Wolbank, „Zustandsüberwachung der Statorisolation von umrichter gespeisten elektrischen Maschinen mittels transientser Stromcharakteristik,“ *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik*, 2018, Springer-Verlag.
- [46] H. Tischmacher, „Systemanalysen zur elektrischen Belastung von Wälzlagern bei umrichter gespeisten Elektromotoren,“ Diss., Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover, 2017.

-
- [47] Y. Chen, S. Liang, W. Li, H. Liang und C. Wang, „Faults and diagnosis methods of permanent magnet synchronous motors: A review,“ *Applied Sciences*, 2019, MDPI.
- [48] G. Stone und J. Kapler, „Stator winding monitoring,“ *IEEE Industry Applications Magazine*, 1998.
- [49] D. E. Schump, „Testing to assure reliable operation of electric motors,“ in *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, IEEE, 1990.
- [50] G. Kliman, W. Premerlani, R. Koegl und D. Hoeweler, „A new approach to on-line turn fault detection in AC motors,“ in *IAS'96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*, IEEE, 1996.
- [51] J. Penman, H. Sedding, B. Lloyd und W. Fink, „Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors,“ *IEEE transactions on Energy conversion*, 1994.
- [52] T. A. Lipo, *Introduction to AC machine design*. Wiley-IEEE Press, 2017, ISBN: 1119352169.
- [53] *Wicklungsdefekt durch Windungsschluss*, http://typo3.kueenle.de/fileadmin/user_upload/Downloads_Kueenle/30_Produkte-Dienstleistungen/50_Service_und_Reparatur/10_Schadensursachen/wicklungsdefekt-durch-windungsschluss.pdf, Kuenle Antriebssysteme GmbH & Co. KG, Bildverwendung mit Genehmigung von Steffen Kuenle, Abruf: 16.02.2021.
- [54] J. A. Farooq, T. Raminosa, A. Djerdir und A. Miraoui, „Modelling and simulation of stator winding inter-turn faults in permanent magnet synchronous motors,“ *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 2008.
- [55] Y. Lee und T. G. Habetler, „A phase variable simulation model for interior PM synchronous motor drives with stator turn faults,“ in *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, IEEE, 2006.
- [56] L. Romeral, J. C. Urresty, J.-R. R. Ruiz und A. G. Espinosa, „Modeling of surface-mounted permanent magnet synchronous motors with stator winding interturn faults,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010.

- [57] J. Mayer und D. Gerling, „Simulation of arbitrary fault-conditions in PM-machines by generalized unsymmetrical modeling,“ in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, IEEE, 2012.
- [58] L. Belguerras, J. Arellano-Padilla, P. Arumugam, T. Hamiti, S. Mezani und C. Gerada, „Non-linear circuit based model of permanent magnet synchronous machine under inter-turn fault: a simple approach based on healthy machine data,“ *IET Electric Power Applications*, 2016.
- [59] B.-G. Gu, J.-H. Choi und I.-S. Jung, „Development and analysis of interturn short fault model of PMSMs with series and parallel winding connections,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013.
- [60] J. R. Hendershot und T. J. E. Miller, *Design of brushless permanent-magnet machines*. Motor Design Books LLC, 2010, ISBN: 978-0-9840687-0-8.
- [61] G. Müller und B. Ponick, *Theorie Elektrischer Maschinen*. Wiley-VCH, 2009, Bd. 3, ISBN: 978-3-527-40526-8.
- [62] G. Müller und B. Ponick, *Grundlagen elektrischer Maschinen*. Wiley-VCH, 2014, Bd. 1, ISBN: 978-3-527-41205-1.
- [63] H. Späth, *Leistungsbegriffe für Ein- und Mehrphasensysteme*. VDE-Schriftenreihe–Normen verständlich, 2000, ISBN: 3-8007-2499-5.
- [64] T. Harriehausen und D. Schwarzenau, *Moeller Grundlagen der Elektrotechnik*. Springer Vieweg, 2020, ISBN: 978-3-658-27840-3.
- [65] E. Lenz, „Über die Bestimmung der Richtung der durch elektrodynamische Verteilung erregten galvanischen Ströme,“ *Annalen der Physik*, 1834, Wiley Online Library.
- [66] M. J. Duran und F. Barrero, „Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines—Part II,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015.
- [67] C. Kral und D. Simic, „Simulation von Elektrofahrzeugen,“ *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik*, 2011, Springer-Verlag.
- [68] N. Bianchi, *Electrical machine analysis using finite elements*. CRC press, 2005, ISBN: 0-8493-3399-7.
- [69] J. P. C. Smeets, J. Soulard und E. A. Lomonova, „Thermal analysis of a winding turn-to-turn fault in PM synchronous machine,“ in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, IEEE, 2010.

- [70] L. Chen, J. Wang und Z. Sun, „Electromagnetic-thermal coupled modeling and analysis of inter-turn short-circuit faults of a permanent magnet alternator,“ *The Journal of Engineering*, 2019, IET.
- [71] B. Jux und M. Doppelbauer, „Impact of inter-turn fault onto the transient thermal machine behaviour and fault development,“ in *The 10th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, IET, 2020.
- [72] F. Hoffmann, B. Jux und M. Doppelbauer, „Thermal Modeling of the Stator Slot in Electrical Machines Using an Extended Layer Approach,“ in *IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, 2019.
- [73] F. Hoffmann und M. Doppelbauer, „Extended Layer Approach for Thermal Modeling of a Tooth-Coil Winding in Electrical Machines,“ in *The 10th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, IET, 2020.
- [74] A. Heintz, *Thermodynamik*. Springer Spektrum, 2017, ISBN: 978-3-662-49922-1.
- [75] P. von Böckh und T. Wetzel, *Wärmeübertragung*. Springer Vieweg, 2015, ISBN: 978-3-662-44477-1.
- [76] A. Binder, *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Springer-Verlag, 2012, ISBN: 978-3-540-71850-5.
- [77] T. Boileau, N. Leboeuf, B. Nahid-Mobarakeh und F. Meibody-Tabar, „Stator winding inter-turn fault detection using control voltages demodulation,“ in *2012 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, IEEE, 2012.
- [78] *Beurteilung von Schadensbildern bei Getriebemotoren*, Danfoss Bauer GmbH, http://www.dmc-global-service.com/Main/DANweb/Vault/CommLit/EP3505_ms.pdf, Elektronische Publikation EP 3505, Abruf: 05.02.2021, 2005.
- [79] L. L. Korcak und D. F. Kavanagh, „Thermal accelerated aging methods for magnet wire: A review,“ in *2018 International Conference on Diagnostics in Electrical Engineering (Diagnostika)*, IEEE, 2018.

- [80] B. Petitgas, G. Seytre, O. Gain, G. Boiteux, I. Royaud, A. Serghei, A. Gimenez und A. Anton, „High temperature aging of enameled copper wire - Relationships between chemical structure and electrical behavior,“ in *2011 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, IEEE, 2011.
- [81] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze und M. Staroswiecki, *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*. Springer-Verlag, 2016, ISBN: 978-3-662-47943-8.
- [82] R. Patton, „Fault Tolerant Control Systems: The 1997 situation,“ *The University of Hull*, 1997.
- [83] D. Schröder, *Elektrische Antriebe-Regelung von Antriebssystemen*. Springer-Verlag, 2009, ISBN: 978-3-540-89613-5.
- [84] J. Richter und M. Doppelbauer, „Control and mitigation of current harmonics in inverter-fed permanent magnet synchronous machines with non-linear magnetics,“ *IET Power Electronics*, 2016.
- [85] T. Gemassmer, J. Richter, M. Schnarrenberger und M. Braun, „High dynamic rotor oriented current control for permanent magnet synchronous machines with saturation characteristics,“ in *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, VDE, 2014.
- [86] S. A. McNerny und Y. Dai, „Basic vibration signal processing for bearing fault detection,“ *IEEE Transactions on education*, 2003.
- [87] K.-T. Kim, S.-T. Lee und J. Hur, „Diagnosis technique using a detection coil in BLDC motors with interturn faults,“ *IEEE transactions on magnetics*, 2014.
- [88] M. Wehner und B. Ponick, „Search coil systems for early fault detection in wind turbine generators,“ in *2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, IEEE, 2014.
- [89] A. Kiselev, A. Kuznietsov und R. Leidhold, „Model based online detection of inter-turn short circuit faults in PMSM drives under non-stationary conditions,“ in *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, IEEE, 2017.
- [90] W. G. Fenton, T. M. McGinnity und L. P. Maguire, „Fault diagnosis of electronic systems using intelligent techniques: A review,“ in *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, 2001.

- [91] R. Z. Haddad und E. G. Strangas, „Fault detection and classification in permanent magnet synchronous machines using Fast Fourier Transform and Linear Discriminant Analysis,“ in *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, IEEE, 2013.
- [92] B. M. Ebrahimi, J. Faiz und M. J. Roshtkhari, „Static-, dynamic-, and mixed-eccentricity fault diagnoses in permanent-magnet synchronous motors,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009.
- [93] B.-G. Gu, „Study of IPMSM interturn faults part II: Online fault parameter estimation,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015.
- [94] R. Breuneval, G. Clerc, B. Nahid-Mobarakeh und B. Mansouri, „Hybrid diagnosis of intern-turn short-circuit for aircraft applications using SVM-MBF,“ in *2017 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE)*, IEEE, 2017.
- [95] S. X. Ding, *Data-driven design of fault diagnosis and fault-tolerant control systems*. Springer-Verlag, 2014, ISBN: 978-1-4471-6410-4.
- [96] J. Friedman, T. Hastie und R. Tibshirani, *The elements of statistical learning*. Springer Series in Statistics, 2009, ISBN: 978-0-387-84858-7.
- [97] I. Guyon und A. Elisseeff, „An introduction to variable and feature selection,“ in *Journal of Machine Learning Research*, 2003.
- [98] M. das Chagas Moura, E. Zio, I. D. Lins und E. Droguett, „Failure and reliability prediction by support vector machines regression of time series data,“ in *Reliability Engineering & System Safety*, Elsevier, 2011.
- [99] V. Kecman, *Support Vector Machines - An Introduction*. Springer-Verlag, 2005, ISBN: 978-3-540-32384-6.
- [100] A. V. Oppenheim und R. W. Schaffer, *Discrete-time signal processing*. Prentice-Hall, Inc., 1999, ISBN: 0-13-754920-2.
- [101] M. Meyer, *Signalverarbeitung*. Vieweg+Teubner Verlag, 2009, ISBN: 978-3-8348-0897-4.
- [102] O. Föllinger, *Regelungstechnik*. Elitera-Verlag, 1978, ISBN: 3870870931.
- [103] H. Unbehauen, *Regelungstechnik I*. Vieweg+Teubner Verlag, 2008, ISBN: 978-3-8348-0497-6.
- [104] J. Lunze, *Regelungstechnik I*. Springer Vieweg, 2020, ISBN: 978-3-662-60746-6.

- [105] H. Unbehauen, *Regelungstechnik II*. Vieweg Verlag, 2007, ISBN: 978-3-528-83348-0.
- [106] R. Mansius, *Praxishandbuch Antriebsauslegung*. Vogel Business Media, 2011, ISBN: 978-3-8343-6171-4.
- [107] R. Schwendemann, S. Decker, M. Hiller und M. Braun, „A Modular Converter- and Signal-Processing-Platform for Academic Research in the Field of Power Electronics,“ in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, IEEE, 2018.
- [108] J. Richter, A. Dollinger und M. Doppelbauer, „Iron loss and parameter measurement of permanent magnet synchronous machines,“ in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, 2014.
- [109] G. Merziger, G. Mühlbach, D. Wille und T. Wirth, *Formeln + Hilfen Höhere Mathematik*. Binomi Verlag, 2018, ISBN: 978-3-923923-36-6.

Datenblätter, Software und Herstellerkataloge

- [D1] *Matlab Release 2020a*, The MathWorks, Inc., Natick, Massachusetts, USA, 2020.
- [D2] *Flux 12.3*, Altair Engineering, Inc., Troy, Michigan, USA, 2017.
- [D3] *Servomotoren Bestellkatalog*, KEBA Industrial Automation Germany GmbH (ehemals LTI Motion GmbH), Gewerbestraße 5-9, 35633 Lahnu, Deutschland, 2017.
- [D4] *Produktkatalog Permanenterregte Synchronmaschinen (KSPM)*, Kienle + Spiess GmbH, Bahnhofstraße 23, 74343 Sachsenheim, Deutschland, 2015.
- [D5] *Isoliermaterial - Flächenisolation*, F.W. Scheiing KG Elektrotechnischer Großhandel, Beraterstr. 32, 44149 Dortmund, Deutschland, 2018.
- [D6] *2-Komponenten-Epoxid-Träufelharze*, Bodo Möller Chemie GmbH, Senfelderstrasse 176, 63069 Offenbach, Deutschland, 2018.
- [D7] *2218 F/2TDH4P DC axial fan*, ebm-papst St. Georgen GmbH & Co. KG, Hermann-Papst-Str. 1, St. Georgen, Deutschland, 2016.
- [D8] *Rillenkugellager 6204-2Z*, AB SKF, Göteborg, Schweden, 2021.
- [D9] *Federscheiben gewellt*, Febrotec GmbH, Frankfurter Straße 76, 58553 Halver, Deutschland, 2018.
- [D10] *KILOVAC LEV200 Series Contactor*, TE Connectivity Ltd., Schaffhausen, Schweiz, 2007.
- [D11] *FS75R12KT4B15*, Infineon Technologies AG, Am Campeon 1-15, 85579 Neubiberg, Deutschland, 2013.
- [D12] *CCS050M12CM2*, Cree, Inc., Durham, North Carolina, USA, 2013.
- [D13] *Zynq-7000 SoC, Z-7030*, Xilinx, Inc., San Jose, Kalifornien, USA, 2018.
- [D14] *Vivado Design Suite 2018.1*, Xilinx, Inc., San Jose, Kalifornien, USA, 2018.
- [D15] *Intel MAX 10 FPGA Device Overview*, Intel Corporation, Santa Clara, Kalifornien, USA, 2017.
- [D16] *Current Transducer CKSR series*, LEM Europe GmbH, Frankfurter Str. 74, 64521 Gross-Gerau, Deutschland, 2012.
- [D17] *Linear Technology LTC2325-16*, Analog Devices, Inc., Norwood, Massachusetts, USA, 2017.

- [D18] *ADS85x8 12-, 14-, and 16-Bit, 8-Channel, Simultaneous Sampling ADCs*, Texas Instruments, Inc., Dallas, Texas, USA, 2020.
- [D19] *Datenblatt Drehmomentaufnehmer DRFL*, ETH-Messtechnik GmbH, Hagstrasse 10, 74417 Gschwend, Deutschland, 2016.
- [D20] *Drehgeber*, DR. JOHANNES HEIDENHAIN GmbH, Dr.-Johannes-Heidenhain-Str. 5, 83301 Traunreut, Deutschland, 2019.

Windungsschlüsse sind häufig der initiale Fehler elektrischer Maschinen bei dem Betrieb an getakteten Umrichtern. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit eines Windungsschlusses kann reduziert werden, indem die lokale Temperatur an der Fehlerstelle begrenzt wird. In dieser Arbeit wird eine fehlertolerante Regelung entwickelt, welche die Fehlerverlustleistung eines Windungsschlusses durch die geregelte Anpassung des Arbeitspunktes auf einen definierten Wert begrenzt. Mit der Annahme einer exponentiellen Temperaturabhängigkeit der Lebensdauer, wird diese ausgehend von wenigen verbleibenden Sekunden erhöht, sodass der aktuelle Lastzyklus einer sicherheitskritischen Anwendung beendet werden kann.