

# Reduzierung der Magnetbelastung permanentmagneterregter Synchronmaschinen im dreiphasigen Stoßkurzschluss

Jochen Braun



Jochen Braun

Reduzierung der Magnetbelastung  
permanentmagneterregter Synchronmaschinen  
im dreiphasigen Stoßkurzschluss



Reduzierung der Magnetbelastung  
permanentmagneterregter  
Synchronmaschinen im  
dreiphasigen Stoßkurzschluss

von  
Jochen Braun

# Reduzierung der Magnetbelastung permanentmagneterregter Synchronmaschinen im dreiphasigen Stoßkurzschluss

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation von Dipl.-Ing. Jochen Braun

Tag der mündlichen Prüfung: 16. November 2018

Referent: Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer

Korreferent: Prof. Dr. phil. Dr. techn. habil. Harald Neudorfer

## Impressum



Karlsruher Institut für Technologie (KIT)  
KIT Scientific Publishing  
Straße am Forum 2  
D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark of Karlsruhe Institute of Technology.

Reprint using the book cover is not allowed.

[www.ksp.kit.edu](http://www.ksp.kit.edu)



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



*The cover page is licensed under a Creative Commons Attribution-No Derivatives 4.0 International License (CC BY-ND 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/deed.en>*

Print on Demand 2019 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISBN 978-3-7315-0894-6

DOI 10.5445/KSP/1000090490







# Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand parallel zu meiner beruflichen Tätigkeit bei der Siemens AG (Ruhstorf an der Rott) in der Entwicklungsabteilung für Windgeneratoren und später bei der Dr.-Ing. Ernst Braun GmbH.

Sie wurde von Herrn Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer, Professor für Hybridelektrische Fahrzeuge (HEV) beim Elektrotechnischen Institut (ETI), betreut. Herrn Professor Doppelbauer möchte ich an dieser Stelle herzlich für die Betreuung, die stetige Unterstützung und das entgegengebrachte Vertrauen danken.

Herrn Prof. Dr. phil. Dr. techn. habil. Harald Neudorfer von der Technischen Universität Darmstadt und der Traktionssysteme Austria GmbH möchte ich Danke sagen für die Übernahme des Korreferats und seinem Interesse an dieser Arbeit.

Mein Dank gilt auch den Kollegen und Freunden bei der Siemens AG in Ruhstorf, mit denen ich meine Gedanken austauschen konnte.

Ich bedanke mich außerdem bei der Dr.-Ing. Ernst Braun GmbH für die Bereitstellung des Mustermotors und der Möglichkeit zur Durchführung von Messungen an diesem.

Schließlich möchte ich meiner Familie danken, die mich stetig bis heute unterstützt.

Ein ganz besonderer Dank gilt meiner Ehefrau. Sie hat während der Entstehung häufig auf gemeinsame Zeit verzichtet und mich immer motiviert, so dass ohne sie diese Arbeit nicht hätte entstehen können.



# Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit behandelt das Thema *Reduzierung der Magnetbelastung permanentmagneterregter Synchronmaschinen im dreiphasigen Stoßkurzschluss*. Es wird eine neue Methode in der Theorie und durch praktische Versuche untersucht, wie bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen (PMSM) mit Oberflächenmagneten das magnetische Feld, das im Stoßkurzschluss die Magnete belastet, reduziert werden kann.

Die Arbeit beginnt mit der Modellierung und analytischen Darstellung des elektrischen und magnetischen Kreises einer PMSM. Dabei wird zur Bestimmung der wichtigsten Parameter auf Elemente der klassischen Maschinentheorie zurückgegriffen.

Die hieraus gewonnenen Parameter werden weiter verwendet, um anlehnend an die Theorie der elektrisch erregten Synchronmaschine den Stromverlauf der Statorströme beim dreiphasigen Stoßkurzschluss zu bestimmen. Diese Ströme werden genutzt, um in einem rotorfesten d-q-System die maximale Belastung der Magnete während des Kurzschlusses zu bestimmen.

Diese Belastung kann durch zusätzliche Spulen im Rotor, die um die einzelnen Magnetpole gelegt werden und an den Stirnseiten zu einem Kurzschluss verbunden werden, deutlich reduziert werden. Anhand der Geometrie werden die elektrischen Parameter bestimmt, mit denen in einem vereinfachten Modell der Stromverlauf in den Spulen während des Stoßkurzschlusses berechnet werden kann. In den Spulen wird durch die Flussänderung bzw. Betriebspunktänderung der Magnete während des Kurzschlusses eine Spannung induziert,

die wiederum zu einem Spulenstrom führt. Der Spulenstrom wirkt seiner Ursache entgegen und baut ein magnetisches Feld auf, welches die Magnete entlastet. Hierfür müssen jedoch einige Anforderungen an die Spulengeometrie beachtet werden.

Das analytische Modell wird anhand einer Mustermaschine validiert, indem diese Geometrie nach analytischer Betrachtung zunächst mit einem zweidimensionalen Feldrechenprogramm mit der finiten Elemente Methode (FEM) simuliert wird.

Zur Validierung des Modells wird außerdem eine Mustermaschine gefertigt und an dieser Kurzschlussversuche durchgeführt. Die Ergebnisse aus Analytik, FEM Simulation und der Messung werden miteinander verglichen und aufgrund übereinstimmender Daten das vorgestellte Modell validiert.

An einem praxisnahen Beispiel wird die Methode zur Reduzierung der Magnetbelastung rechnerisch angewandt. Es wird gezeigt, dass durch die Reduzierung der Magnetbelastung eine Magnetgüte mit geringerer Koerzitivfeldstärke eingesetzt werden kann, die günstiger als das Ausgangsmaterial ist und einen geringeren Dysprosiumanteil hat. Trotz des zusätzlichen Kupfers, das für die Spulen benötigt wird, kann der Preis für die Aktivmaterialien deutlich reduziert werden, da ein günstigeres Magnetmaterial eingesetzt werden kann.

Durch die Spulen verändert sich das Verhalten der PMSM im subtransienten Bereich, also auch bei dynamischen Vorgängen. Im Stoßkurzschluss treten höhere Ströme und Drehmomente auf, welche nicht außer Acht gelassen werden dürfen.

# Abstract

This thesis is about the *Reduction of the Magnetic Load of a Permanent Magnet Synchronous Machine in Case of a Three Phase Short Circuit*. A new method is investigated in theory and tested in reality. It is applied to a Permanent Magnet Synchronous Machine with surface mounted magnets in case of the three phase short circuit.

This work begins with analytical modelling of the electric and magnetic circuit of a PMSM. For this purpose some elements of the classical machine theory are used to calculate the most important parameters.

These parameters are used to calculate the stator currents during the short circuit, following the theory of the electrically excited synchronous machine. The stator currents are used to calculate the magnetic load on the permanent magnets in a rotor fixed d-q-system.

It is possible to reduce this magnetic load using additional coils in the rotor which are placed around the magnet poles and connected to a short circuit in the end winding area. Based on the geometry, the parameters of the coils are evaluated to calculate the current in the coils during the short circuit in a simplified model. Because of a change in flux or rather a change of the magnets operation point, a voltage is induced in the rotor coils. The voltage is leading to a current that is working against its cause and as a result there is a magnetic field from the rotor coils that reduces the magnetic load on the magnets. Some demands on the geometry of the rotor coils must be considered.

The analytical model is validated on a machine. The machine is simulated with a two dimensional finite element method program.

Additional this machine is built, and short circuit measurements are performed. The results of analytic, FEM simulation and measurement show a good accordance and therefore the proposed model is validated.

An example adapted to a real application is calculated, too. The reduction of the magnetic load can be used to take a magnet grade into account with a lower coercive field strength than the originally used one with less dysprosium content. Despite the additional copper material used for the rotor coils, the all over costs for the active material is lower, because a less expensive magnet material can be used.

It must be mentioned that this PMSM has a different behaviour in subtransient time range, even in dynamic processes. In the short circuit the machine shows higher stator currents and torque as a consequence.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung und Motivation</b>	<b>1</b>
1.1	Einleitung	1
1.2	Motivation	2
<b>2</b>	<b>Stand der Technik</b>	<b>7</b>
2.1	Literatur und Forschung	7
<b>3</b>	<b>Maschinenmodell der PMSM</b>	<b>11</b>
3.1	Maxwellsche Gleichungen des elektromagnetischen Feldes	12
3.2	Magnetischer Kreis	14
3.3	Spannungsinduktion	22
3.4	Induktivitäten der PMSM	26
3.4.1	Hauptinduktivität	27
3.4.2	Streuinduktivitäten	29
3.5	Statorwiderstand	33
3.6	Ersatzschaltbild der PMSM	34
3.7	Erweitertes Ersatzschaltbild der PMSM	38
3.8	Drehmomentbildung	40
<b>4</b>	<b>Magnetbelastung im dreiphasigen Stoßkurzschluss</b>	<b>43</b>
4.1	Dreiphasiger Stoßkurzschluss	43
4.2	Belastung der Magnete einer PMSM	49
<b>5</b>	<b>Reduktion der Magnetbelastung</b>	<b>59</b>
5.1	Kurzgeschlossene Spulen im Rotor	59
5.2	Bestimmung der Spulenparameter	62

5.2.1	Hauptinduktivität . . . . .	62
5.2.2	Streuinduktivität . . . . .	64
5.2.3	Widerstand . . . . .	67
5.2.4	Fluss der die offene Spule durchsetzt . . . . .	68
5.3	Analytische Beschreibung des Spulenstromes . . . . .	69
5.4	Bestimmung der reduzierten Magnetbelastung . . . . .	74
5.5	Anforderungen an das Spulendesign . . . . .	75
<b>6</b>	<b>Validierung an einer Beispielgeometrie . . . . .</b>	<b>81</b>
6.1	Mustergeometrie . . . . .	81
6.2	Ergebnis der analytischen Rechnung . . . . .	86
6.3	Ergebnis der FEM Simulation . . . . .	92
6.3.1	Offene Rotorspulen . . . . .	95
6.3.2	Geschlossene Rotorspulen . . . . .	98
6.3.3	Zusammenfassung . . . . .	105
6.4	Messergebnis an Mustermaschine . . . . .	108
6.5	Zusammenfassung der Ergebnisse . . . . .	114
<b>7</b>	<b>Anwendung . . . . .</b>	<b>119</b>
7.1	Anwendung für Motoren mit hohem Drehmoment . . . . .	119
7.2	Preisliche Darstellung . . . . .	124
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick . . . . .</b>	<b>129</b>
8.1	Zusammenfassung der Arbeit . . . . .	129
8.2	Ausblick . . . . .	131
	<b>Literaturverzeichnis . . . . .</b>	<b>135</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis . . . . .</b>	<b>143</b>
	<b>Tabellenverzeichnis . . . . .</b>	<b>147</b>
	 <b>Anhang</b>	
<b>A</b>	<b>Anhang . . . . .</b>	<b>149</b>



A.1	Ergänzungen . . . . .	149
A.2	Weiterer Fehlerfall . . . . .	154
A.2.1	Offene Rotorspulen . . . . .	154
A.2.2	Geschlossene Rotorspulen . . . . .	158



## Formelzeichenverzeichnis

Größe	Einheit	Beschreibung
$\alpha$	—	Abszissenachse statorfestes Koordinatensystem
$\alpha_p$	—	Polbedeckungsfaktor
$\alpha_n$	rad	Nutenwinkel
$\beta$	—	Ordinatenachse statorfestes Koordinatensystem
$\gamma$	rad	Winkel
$\gamma_0$	rad	Winkel zwischen d-Achse und Wicklungsachse
$\delta$	m	Luftspalt
$\delta_e$	m	Effektive Luftspaltweite
$\varepsilon$	$\frac{As}{Vm}$	Dielektrische Leitfähigkeit
$\varepsilon_0$	$\frac{As}{Vm}$	Elektrische Feldkonstante $8,854... \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm}$
$\varepsilon_r$	—	Relative Permittivität
$\kappa$	$\frac{S}{m}$	Elektrische Leitfähigkeit
$\lambda$	—	Leitwertzahl
$\mu$	$\frac{Vs}{Am}$	Magnetische Permeabilität
$\mu_0$	$\frac{Vs}{Am}$	Magnetische Feldkonstante $4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am}$
$\mu_r$	—	Relative Permeabilität
$\nu$	—	Ordnungszahl Stator
$\rho$	$\frac{As}{m^3}$	Raumladungsdichte
$\tau_n$	m	Nutteilung
$\tau_p$	m	Polteilung
$\Theta, \hat{\Theta}$	A	Durchflutung
$\vartheta$	K, °C	Temperatur
$\Phi$	Vs	Magnetischer Fluss

Größe	Einheit	Beschreibung
$\varphi$	rad	Winkel
$\xi$	–	Wicklungsfaktor
$\xi_{gr}$	–	Gruppenfaktor / Zonenfaktor
$\xi_{sp}$	–	Spulenfaktor / Sehnungsfaktor
$\Psi$	Vs	Verketteter Fluss
$\omega$	Hz	Kreisfrequenz
$a$	m	Abstand
$a$	–	Anzahl paralleler Zweige
$A, \vec{A}$	m <sup>2</sup>	Fläche
$B, \vec{B}, \hat{B}$	T = $\frac{Vs}{m^2}$	Magnetische Flussdichte
$B_{rem}$	T = $\frac{Vs}{m^2}$	Remanenzflussdichte
$B_{sat}$	T = $\frac{Vs}{m^2}$	Sättigungswert der mag. Flussdichte
$b$	m	Breite
$b_s$	m	Breite des Schlitzes (Nutöffnung)
$C$	A	Integrationskonstante
$C$	m	Linie
$\cos \varphi$	–	Leistungsfaktor
$D, \vec{D}$	$\frac{As}{m^2}$	Elektrische Flussdichte
$D$	m	Durchmesser
$d$	m	Dicke
$E, \vec{E}$	$\frac{V}{m}$	Elektrische Feldstärke
$f$	Hz	Frequenz
$g$	–	Hilfsgröße zur Bestimmung von Ordnungszahl
$g_{min}$	–	Hilfsgröße zur Bestimmung des Wicklungsfaktors
$H, \vec{H}$	$\frac{A}{m}$	Magnetische Feldstärke
$H_{cB}$	$\frac{A}{m}$	Koerzitivfeldstärke der magn. Flussdichte
$H_{cJ}$	$\frac{A}{m}$	Koerzitivfeldstärke der Polarisation
$H_{sat}$	$\frac{A}{m}$	Sättigungswert der magnetische Feldstärke
$h$	m	Höhe
$h$	–	Hilfsgröße

Größe	Einheit	Beschreibung
$I, I_s, \hat{i}$	A	Strom
$J$	$T = \frac{V_s}{m^2}$	Magnetischen Polarisation
$\vec{j}, \hat{j}$	$\frac{A}{m^2}$	Stromdichte
$k_c$	–	<i>Carter-Faktor</i>
$k_{sat}$	–	Sättigungsfaktor
$L$	H	Induktivität
$l$	m	Länge
$l_{Fe}$	m	Eisenlänge der PMSM
$M$	Nm	Drehmoment
$m$	–	Phasenanzahl
$N$	–	Nutenzahl
$P$	W	Leistung
$p$	–	Polpaarzahl
$q$	–	Lochzahl
$R$	$\Omega = \frac{V}{A}$	Elektrischer Widerstand
$r$	m	Radius
$s, \vec{s}$	m	Strecke
$T$	s	Periodendauer
$T$	s	Zeitkonstante
$T', T''$	s	Transiente und subtransiente Zeitkonstanten
$t$	s	Zeit
$U, \underline{U}, u$	V	Spannung
$V, \hat{V}$	A	Magnetische Spannung
$v$	$\frac{m}{s}$	Geschwindigkeit
$W$	m	Spulenweite
$w$	–	Windungszahl
$X$	$\Omega$	Synchrone Reaktanz
$X', X''$	$\Omega$	Transiente-, subtransiente Reaktanzen
$x$	–	Abszissenachse
$Y$	–	Hilfsgröße zur Bestimmung des Wicklungsfaktors
$z$	–	Anzahl



# Indizes

---

Index	Bedeutung
1,2	Stator,Rotor
20	20 Grad Celsius
$\delta$	Luftspalt
$\vartheta$	Temperatur
$\mu$	Ordnungszahl Rotor
$\nu$	Ordnungszahl Stator
$\sigma$	Streuung
a	Anker (Stator)
a	Außen
alt	Alternierend
a,b	Integrationsgrenzen
A	Fläche
AP	Arbeitspunkt
B	Magnetische Flussdichte
c	<i>Carter</i>
c	Koerzitiv
d	d-Achse (in Richtung des Hauptflusses des Rotors)
d	Dauerhaft
e	Effektiv
eigen	Eigen
el	Elektrisch
Fe	Eisen
g	Geschlossen
ges	Gesamt
gr	Gruppe

---

Index	Bedeutung
h	Haupt, Hauptfeld
h	Homogen
i	Induziert
i	Innen
i	Innere
J	Magnetische Polarisation
j	Joch
KS	Kurzschluss
k	Keil
konst	Konstant
Last	Last
LL	Leerlauf
l	Leiter
mag	Magnet
max	Maximum
mech	Mechanisch
min	Minimum
mittel	Mittel
N	Nenn
n	Laufvariable
n	Nuten
nz	Nut und Zahnkopf
o	Oberwellen
o	Offen
PM	Permanentmagnet
p	Polrad
p	Partikulär
q	q-Achse (90° gedreht zur d-Achse)
rem	Remanenz
res	Rest
res	Resultierend
s	Schlitz
sp	Spule



---

Index	Bedeutung
sat	Sättigung
U, V, W	Wicklungsstränge
u	Unten
u	Urschema
ü	Über
w	Windung
wk	Wickelkopf
$x, y, z$	Kartesische Koordinaten
z	Zahn
z	Zähler



# Abkürzungsverzeichnis

---

Abkürzung	Bedeutung
AS	Antriebsseite
B	Bor
BS	Nichtantriebsseite
Dy	Dysprosium
FEM	Finite Elemente Methode
Fe	Eisen
FFT	Schnelle Fourier-Transformation
Nd	Neodym
PM	Permanentmagnet
PMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine



# 1 Einleitung und Motivation

Einleitend wird in diesem Kapitel der Stellenwert permanentmagneterregter Synchronmaschinen in der Familie der elektrischen Maschinen beschrieben. Durch die Entwicklungen der letzten Jahrzehnte ist die elektrische Maschine nun meist Teil eines komplizierten Systems, dem im Design Rechnung getragen werden muss.

Die Belastung der Magnete im Stoßkurzschluss und die große Abhängigkeit von Dysprosium als Resultat wird in diesem Kapitel zur Motivation für diese Arbeit angeführt.

## 1.1 Einleitung

Rotierende elektrische Maschinen dienen seit mehr als 100 Jahren zur Umwandlung von elektrischer in mechanischer Energie und umgekehrt. Beginnend von den ersten Anwendungen hin in die heutige Zeit hat die elektrische Maschine eine große Verbreitung erfahren und ist aus dem täglichen Leben nicht mehr wegzudenken. Über diesen langen Zeitraum wurden viele verschiedene Technologien entwickelt, sodass heute nicht mehr nur von einem elektrischen Maschinentyp die Rede sein kann. Abhängig von der Anwendung hat sich auch der Leistungsbereich von elektrischen Maschinen erweitert. Heute sind diese im Leistungsbereich von unter 1 W bis in den GW Bereich vorhanden.

Im Leistungsbereich von 100 W bis 10 MW ist eine Vielzahl von Anwendungen in Industrie und im privaten Leben zu finden. In diesem Leistungsbereich

werden häufig Asynchronmaschinen mit Käfigrotoren eingesetzt oder Synchronmaschinen, die entweder im Rotor eine Feldwicklung aufweisen bzw. über Permanentmagnete erregt werden.

In den letzten Jahrzehnten hat sich die Leistungselektronik soweit entwickelt, dass elektrische Maschinen häufig als System aus Frequenzumrichter und elektrischer Maschine eingesetzt werden, wodurch entscheidende Vorteile in Dynamik, Flexibilität und Wirtschaftlichkeit erzielt werden konnten.

Durch diesen Trend ist die elektrische Maschine häufig ein Teil eines komplexen Systems und ist als solches zu betrachten. So muss in der Auslegung nicht nur die Maschine auf die Anwendung hin optimiert, sondern auch mit Fehlerfällen im System gerechnet werden. Beispielsweise sollte ein Fehler im Umrichter, der zu einem Kurzschluss an den Stator клемmen einer elektrischen Maschine führen kann, nicht zu einer Zerstörung der elektrischen Maschine bzw. anderen Systemkomponenten führen.

Somit ist die permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM) eine elektrische Maschine von vielen und meistens Teil eines Systems. Die PMSM muss sich häufig mit anderen Lösungen vergleichen lassen und mit diesen konkurrieren. Sie wird häufig dann eingesetzt, wenn spezielle Anforderungen wie Wirkungsgrad oder Drehmomentdichten mit anderen Technologien nicht mehr realisiert werden können.

Weiter gibt es Abhängigkeiten durch die eingesetzten Materialien in elektrischen Maschinen. Letztere sind nicht nur in elektrischen Maschinen, sondern auch in vielen anderen Technologien, verwendet und werden heute am Weltmarkt bezogen. Die Preise sind den üblichen Marktschwankungen unterworfen und von Angebot und Nachfrage abhängig.

## 1.2 Motivation

Permanentmagnet erregte Synchronmaschinen sind heute in vielen Anwendungen zu finden. Und das Streben, elektrische Maschinen leistungstärker

und kleiner zu bauen, sowie effizientere Lösungen zu erzielen, werden weiterhin dazu beitragen, dass die PMSM ihre Anwendung findet. Die PMSM wurde aufgrund ihrer großen Bedeutung in ihren verschiedenen Ausführungen und Betriebsverhalten in die klassische Literatur zu elektrischen Maschinen aufgenommen und beschrieben, wie z.B. in [Bin12].

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit PMSM im Leistungsbereich von 1 MW bis zu 25 MW. Diese werden z.B. als Schiffsantriebe eingesetzt (siehe Abbildung 1.1). Weitere Anwendungen in diesem Leistungsbereich für Motoren sind in der Metall- und Minenindustrie zu finden.



**Abbildung 1.1:** Schiffsantrieb eSiPOD der Siemens AG [Sie18]

Außerdem werden PMSM im Leistungsbereich von 1 MW bis zu 15 MW als Generatoren in Windturbinen eingesetzt (siehe z.B. Abbildung 1.2).

Der Bereich über 10 MW befindet sich jedoch derzeit im Entwicklungsstadium.

Alle diese Anwendungen haben die Gemeinsamkeit, dass ein Ausfall des Motors oder Generators zu erheblichen Problemen führt. Die Maschinen sind an

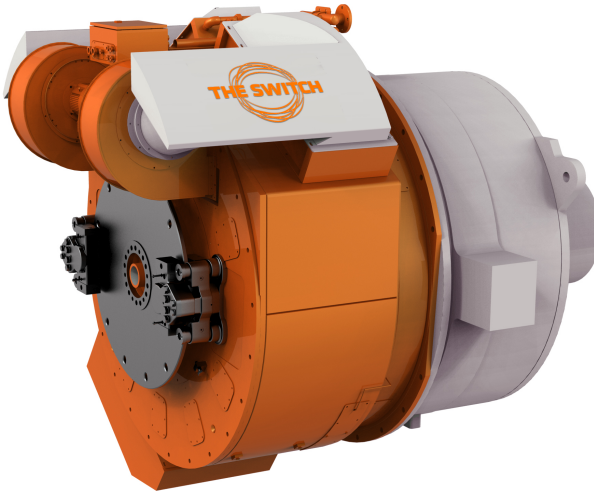


Abbildung 1.2: FusionDrive von The Switch [Swi18]

abgelegenen oder schwer zugänglichen Orten installiert. Daher ist ein Austausch oder eine Reparatur mit erheblichen Zeit- und Kostenaufwand verbunden. Sie müssen also möglichst robust und ausfallsicher designt werden.

Häufig werden in PMSM aufgrund ihrer vergleichsweise hohen Energiedichte Neodym-Eisen-Bor-Magnete (NdFeB) eingesetzt, um wiederum eine PMSM mit einem geringen Bauraum zu realisieren, auf den die Leistung der elektrischen Maschine bezogen wird.

Die eingesetzte Magnetmasse ist bei PMSM abhängig vom grundsätzlichen Design, das die Anforderungen an Drehmomentdichte, Wirkungsgrad und Leistungsfaktor  $\cos \varphi$  erfüllen soll.

Zusätzlich ist eine Anforderung an die Kurzschlussfestigkeit der elektrischen Maschine gegeben. Diese kann je nach Design von der Einsatztemperatur der elektrischen Maschine abhängig sein sowie von weiteren Randbedingungen, die sich aus der Systembetrachtung ergeben.



Kurzschlussfestigkeit meint hier, dass im Betrieb oder im Leerlauf an den Stator клемmen ein Verbinden aller oder einzelner Phasen zu keiner Entmagnetisierung der Permanentmagnete führt. Grund dafür sind Kurzschlussströme, die sich in der Statorwicklung einstellen. Abhängig vom Design einer PMSM kann auch diese Anforderung eine Auswirkung auf die Magnetmasse haben. Gegeben ist ein Einfluss auf die Auswahl der eingesetzten Magnetgüte, die wiederum einen Einfluss auf den Preis der eingesetzten Magnete zur Folge hat und somit ein überaus wichtiger Aspekt in der Betrachtung von PMSM ist.

NdFeB Magnete enthalten seltene Erden, die zum größten Teil in chinesischen Minen gewonnen werden. Insofern sind die Herstellungskosten von PMSM stark abhängig von China.

In der Vergangenheit gab es am Markt für NdFeB-Magnete extreme Preisschwankungen und Preisexplosionen, während derer sich die Preise für die damals eingesetzten Magnete vervielfachte. Bei hochwertigen Magnetgüten, die auch bei großen Temperaturen eine gute magnetische Belastbarkeit aufweisen, ist Dysprosium (Dy), ein Element aus der Familie der schweren seltenen Erden ein essentieller Bestandteil. Auch wenn im Vergleich zu den anderen Komponenten der Dysprosium Anteil klein ist, beeinflusst der hohe Dysprosium-Preis den Magnetpreis deutlich.

Interessant ist daher, wie eine Reduzierung der Magnetbelastung permanentmagneterregter Synchronmaschinen im dreiphasigen Stoßkurzschluss erreichbar ist. Dadurch kann – bei gleichzeitiger Kostenreduktion für die PMSM – die Abhängigkeit vom Dysprosium-Preis verringert werden.



## 2 Stand der Technik

Im Folgenden soll skizziert werden, welcher Stand der Technik zum vorliegenden Thema der Belastung von permanentmagnetregten Synchronmaschinen in Literatur und Forschung bisher erreicht wurde.

### 2.1 Literatur und Forschung

Basierend auf der klassischen Kurzschluss­theorie zu Synchron­maschinen nach z.B. [Bon62] wird in [Klo11] das Kurzschlussverhalten verschiedener Synchron­maschinen betrachtet. Die Gleichung des transienten Verlaufs der Stator­ströme wird vorgestellt. Es folgt ein Vergleich der Ersatzschaltbilddaten von elektrisch erregten und permanentmagnet­regten Synchron­maschinen. Aufgrund der nicht vorhandenen Feldwicklung im Rotor bei der PMSM wird argumentiert, dass folglich keine transienten Reaktanzen existieren. Die für die Modellierung der Kurzschluss­ströme notwendigen Parameter werden bestimmt und der Einfluss der Magnetsegmentierung auf die subtransienten Reaktanzen und Ströme untersucht. Die Autoren leiten ab, dass die subtransiente Reaktanz möglichst groß sein soll, um auf möglichst kleine Maximalwerte im Verlauf der Stator­ströme zu kommen. An die analytische Beschreibung schließt sich eine dreidimensionale Feldrechnung einer Mustergeometrie an. Dabei erfolgt eine genauere Betrachtung der magnetischen Flussdichte im magnetischen Kreis, der Wirbel­ströme in den Permanent­magneten, der Kurzschluss­ströme in der Statorwicklung sowie eine Entmagnetisierungs­untersuchung der Magnete. Die Autoren stellen keine Mess­ergebnisse der untersuchten Geometrie vor. Bei einer PMSM mit

1 MW, die für die Betrachtung herangezogen wird, würde dies eine große Herausforderung darstellen.

Die Veröffentlichung zeigt ein großes Interesse am Kurzschlussverhalten von PMSM und stellt vereinfachte Modellierungsmöglichkeiten dar.

Auch [Zha10] untersuchte das Kurzschlussverhalten PMSM mit Oberflächenmagneten und innerhalb des Rotors liegenden Magneten, welche häufig auch als PMSM mit vergrabenen Magneten bezeichnet werden. Auch hier wird das Kurzschlussverhalten in zweidimensionalen Feldrechenprogrammen untersucht und sowohl Ströme als auch magnetische Feldstärken innerhalb der Magnete berechnet. In einem stark vereinfachten Modell werden die Simulationsergebnisse, insbesondere die berechneten Statorstromverläufe genutzt, um eine einfache Beschreibung der Feldkurve im Luftspalt zu gewinnen. Außerdem werden die dreiphasigen Ströme im Zeitbereich synthetisch in eine alternative 2-Komponentenschreibweise überführt, die eine einfache Betrachtung ermöglicht. Eine analytische Beschreibung der magnetischen Feldstärke in den Magneten fehlt also weiterhin und ohne eine FEM Simulation ist keine Aussage über das Kurzschlussverhalten möglich.

Die zweidimensionale Feldrechnung mit FEM Simulationen ist eine wichtige Methode, um sich komplexen Modellierungsaufgaben zu widmen. In [Neu16] wird ein Generator mit vergrabenen Magneten intensiv mit dieser Methode betrachtet. Neben der besonderen Betriebseigenschaft einer PMSM an einer Diodenbrücke wird auch der Einfluss der Rotorgeometrie auf ihre Leistungsfähigkeit untersucht. Außerdem wird der Einfluss auf das Kurzschlussverhalten untersucht. Die transiente FEM Simulation kann sowohl den Einfluss der Stator- und Rotor-Geometrie als auch deren Stellung zueinander abbilden. Durch ein gestaffeltes Modell gelingt eine Berücksichtigung der axialen Ausdehnung – und somit die Abbildung einer eventuell vorhandenen Schrägung oder Staffelung. Unter Einbezug der Temperaturen, insbesondere der Magnettemperatur, kann also das Design einer PMSM abgesichert und entmagnetisierungsfest gestaltet werden.

Die FEM Simulation ist damit Stand der Technik in der Modellierung verschiedenster Anwendungen – insbesondere bei PMSM – und kann zweidimensionale Effekte abbilden, wo die Analytik an ihre Grenzen stößt.

Die Literatur zeigt Möglichkeiten zur Berechnung der Belastung von PMSM im Stoßkurzschluss auf. Es erfolgt lediglich eine grobe analytische Annäherung auf deren Basis keine Aussagen zur magnetischen Belastung in den Magneten getroffen werden kann. Stattdessen wird die FEM Simulation verwendet, um das Problem der Magnetbelastung zu betrachten. Die FEM Simulation in zwei oder drei Dimensionen ist zeitaufwendig.

Die bisherige Einschränkung im Bereich der analytischen Beschreibung der Belastung ist damit ein Grund, die Betrachtung dieser in der vorliegenden Arbeit nochmals aufzunehmen. Es werden die für die PMSM mit Oberflächenmagneten typischen Eigenschaften berücksichtigt und die klassische Theorie der elektrischen Maschine mit rotierendem magnetischen Feld eingebunden.

Hinzu kommt, dass in der vorhandenen Literatur und in der aktuellen Forschung keine Ideen für Oberflächenmagnete zu finden sind, die erklären, wie diese Belastung der Magneten reduziert werden könnte.

In etwa zeitgleich zu dieser Arbeit hat sich Herr Quattrone mit dem Problem der geberlosen Regelung beschäftigt. Auch er fügt der vorhandenen Geometrie der PMSM Spulen in der d-Achse hinzu.

In [Qua16] wird ein Verfahren nachgewiesen, das die immer noch herausfordernde geberlose Regelung bei kleinen Drehzahlen und im Stillstand weiter entwickelt. Gerade bei Maschinen mit geringem Unterschied zwischen der d- und q-Achsen-Induktivität (wie es bei PMSM mit Oberflächenmagneten der Fall ist) ist diese Regelung schwierig. Die derzeit vorhandenen Methoden sind immer abhängig von der Maschinengeometrie. Durch den Vorschlag von [Qua16], der durch zusätzliche Rotorspulen für alle Maschinengrößen und Geometrien passend ist, wird dies gelöst.

Beim Einprägen eines hochfrequenten Spannungssignals im Stator wird durch die Spule in d-Richtung die Induktivität beeinflusst und kann damit besser von

der q-Induktivität unterschieden werden. Auf diese Weise wird eine Positionsbestimmung des Rotors in der Relation zum Stator verbessert und eine verbesserte Regelung ermöglicht.

Die von Herr Quattrone vorgeschlagenen Spulen sind jedoch mit einem anderen Ziel als in dieser Arbeit dimensioniert und unterscheiden sich in Ihrer Ausführung. Für Herr Quattrone könnte es daher interessant sein, zu überprüfen ob die in der vorliegenden Arbeit vorgeschlagenen Spulen für eine Verbesserung der geberlosen Regelung dienen könnten.

### 3 Maschinenmodell der PMSM

Beginnend mit den Maxwellgleichungen wird nun ein Maschinenmodell der permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM) hergeleitet, welches der weiteren Arbeit zu Grunde liegen soll. Die Berechnung des magnetischen Kreises und des Arbeitspunktes der Permanentmagnete erfolgt ausschließlich für PMSM mit Oberflächenmagneten. Für das analytische Modell wird die Annahme getroffen, dass  $L_d = L_q$  gilt. Das Verfahren, das nach der Einführung des Maschinenmodells vorgestellt wird, ist jedoch nicht auf Maschinen mit  $L_d = L_q$  eingeschränkt und kann auch bei Maschinen mit unterschiedlichen d- und q-Induktivitäten eingesetzt werden. Die Berechnung der induzierten Spannung in der Statorwicklung schließt sich an für Wicklungen mit der Lochzahl größer eins. Darauf folgend wird die Hauptinduktivität sowie die einzelnen Komponenten der Streuinduktivität mit den entsprechenden Einschränkungen der Statorwicklung eingeführt. Mit der Einführung des Statorwiderstandes ohne Berücksichtigung von Stromverdrängungseffekten sind alle Parameter für das klassische Ersatzschaltbild hergeleitet. Letzteres wird in rotorfesten dq-Komponenten zur Beschreibung von transienten Vorgängen erweitert. Abschließend soll die Drehmomentgleichung für die PMSM mit Oberflächenmagneten und symmetrischen Magnetkreis eingeführt werden.

### 3.1 Maxwellsche Gleichungen des elektromagnetischen Feldes

Alle elektrischen und magnetischen Felder, die in einer elektrischen Maschine und damit auch in einer permanentmagneterregten Synchronmaschine auftreten, können durch die von *James Clerk Maxwell* zusammengestellten Gleichungen vollständig beschrieben werden [Küp13]. Diese Gleichungen:

$$\operatorname{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t}, \quad (3.1)$$

$$\operatorname{div}\vec{D} = \rho, \quad (3.2)$$

$$\operatorname{rot}\vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial\vec{D}}{\partial t}, \quad (3.3)$$

$$\operatorname{div}\vec{B} = 0, \quad (3.4)$$

zusammen mit

$$\vec{D} = \varepsilon\vec{E}, \quad (3.5)$$

$$\vec{B} = \mu\vec{H}, \quad (3.6)$$

$$\vec{j} = \kappa\vec{E} \quad (3.7)$$



werden in differentieller Form den folgenden Berechnungen zu Grunde gelegt. Nach [Küp13] können mit diesen Gleichungen das Durchflutungsgesetz

$$\iint_A \operatorname{rot} \vec{H} \cdot d\vec{A} = \oint_{C_A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \iint_A \vec{j} \cdot d\vec{A} = \Theta. \quad (3.8)$$

hergeleitet werden. Zusätzlich kann das Induktionsgesetz hergeleitet werden.

$$\oint_{C_A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = \iint_A -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} \quad (3.9)$$

ist ein Linienintegral, dessen Ergebnis nach [Küp13] als Induktionsspannung

$$u_i = \oint_{C_A} \vec{E} \cdot d\vec{s} \quad (3.10)$$

bezeichnet wird. Die rechte Seite der Gleichung 3.9 kann umgeformt werden. Hierfür wird die Definition der Größe

$$\Phi = \iint_A \vec{B} \cdot d\vec{A}, \quad (3.11)$$

benötigt, die nach [Küp13] als *magnetischer Fluss* bezeichnet wird. Werden diese zwei Definitionen verbunden, resultiert daraus die integrale Form des Induktionsgesetzes

$$u_i = -\frac{d\Phi}{dt}. \quad (3.12)$$

Die induzierte Spannung und der magnetische Fluss sind skalare Größen.

## 3.2 Magnetischer Kreis

Für eine PMSM mit innen liegendem Rotor und auf der Rotoroberfläche aufgetragenen Magneten ergeben sich die folgenden Abschnitte mit entsprechenden Längenbezeichnungen

- Permanentmagnet –  $h_{\text{mag}}$
- Luftspalt –  $\delta$
- Statorzähne (Elektroblech) –  $l_{z,1}$
- Statorjoch (Elektroblech) –  $l_{j,1}$
- Rotorjoch (Elektroblech) –  $l_{j,2}$ .

Diese sind in Abbildung 3.1 an einem vereinfachten Modell dargestellt. Dieses Modell stellt zwei Pole einer PMSM mit beliebig vielen Polpaaren  $p$  dar; Die Nutenanzahl ist ebenfalls beliebig gewählt. Die Anzahl der Pole  $2 \cdot p$  bzw. Statornuten  $N_1$  und der Bohrungsdurchmesser  $D_{1,i}$  (Innendurchmesser des Stators), an dem Stator und Rotor über den Luftspalt  $\delta$  getrennt werden, definieren die Polteilung

$$\tau_p = \frac{D_{1,i} \cdot \pi}{2 \cdot p}. \quad (3.13)$$

Die Nutteilung einer elektrischen Maschine entspricht

$$\tau_{n,1} = \frac{D_{1,i} \cdot \pi}{N_1}. \quad (3.14)$$

In diesem Schema wird die Welle nicht abgebildet. Stator sowie Rotor besitzen keine Radien. Somit kann die PMSM in dem bereits eingeführten kartesischen Koordinatensystem beschrieben werden. Spätere Berechnungen werden so vereinfacht, da eine Beschreibung im zylindrischen Koordinatensystem entfällt. In den Nuten sind Kupferleiter untergebracht, welche Spulen bilden und durch geschickte Schaltung die Statorwicklung ergeben. Diese werden in der Magnetkreisbetrachtung nicht berücksichtigt, um diese zu vereinfachen. Das heißt die Berechnung des Magnetkreises erfolgt in diesem Kapitel

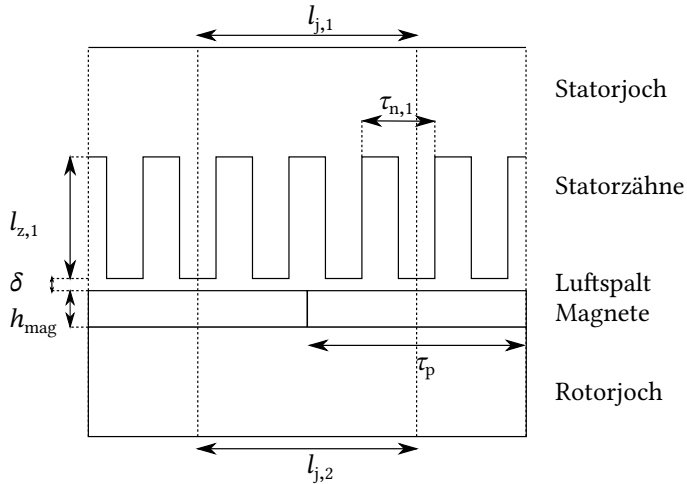


Abbildung 3.1: Maschinenmodell der PMSM in flacher Darstellung

für den Leerlauf. Im Leerlauf führt die Statorwicklung keinen Strom, weshalb diese Vereinfachung gerechtfertigt ist. Weiter werden sowohl die induzierte Spannung sowie die Induktivitäten der elektrischen Maschine für den Leerlauf bestimmt, sodass die Magnetkreisberechnung für den Leerlauf verwendet wird. Im weiteren Verlauf der Arbeit werden auch Zustände der elektrischen Maschine betrachtet, in denen die Wicklung einen Strom führt, z.B. der Stoßkurzschluss. Um eine analytische Berechnung zu ermöglichen, werden die im weiteren Verlauf abgeleiteten Parameter als konstant angenommen und aus der Leerlaufberechnung verwendet. Wenn die Ströme in der Wicklung so groß werden, dass das eingesetzte Elektroblech stark gesättigt wird, sollte dieser Einfluss berücksichtigt werden, um größerer Abweichungen zwischen Modellbildung und Realität zu verhindern. In den hier betrachteten Fällen ist dies nicht notwendig und wird daher nicht weiter behandelt.

Stator und Rotor sind aus vielen einzelnen Elektroblechen aufgebaut, die in  $z$ -Richtung axial aufgeschichtet und wieder fest miteinander verbunden werden, sodass jeweils ein scheinbar massives Teil entsteht. Die angedeuteten Permanentmagnete sind Seltene-Erden-Magnete aus Neodym, Eisen und Bor, die im Folgenden als *NdFeB*-Magnete bezeichnet werden.

Die magnetischen Eigenschaften in den einzelnen Bereichen unterscheiden sich voneinander.

Die Materialien der PMSM können in magnetisch neutrale, hartmagnetische und weichmagnetische Werkstoffe eingeteilt werden [Ive07]. Der wesentliche Unterschied zwischen den Materialien liegt in der Permeabilitätszahl  $\mu_r$ , der Remanenz  $B_r$  und der Koerzitivfeldstärke  $H_{cb}$ . Über die Permeabilitätszahl  $\mu_r$  und die magnetische Feldkonstante ist das H-Feld und das B-Feld verbunden. Die Materialgleichung für das magnetische Feld aus den Maxwellgleichungen wird für diese Beschreibung erweitert. Es gilt nun für weichmagnetische Werkstoffe

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \vec{H}, \quad (3.15)$$

wobei  $\mu_0$ , die magnetische Feldkonstante,

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \quad (3.16)$$

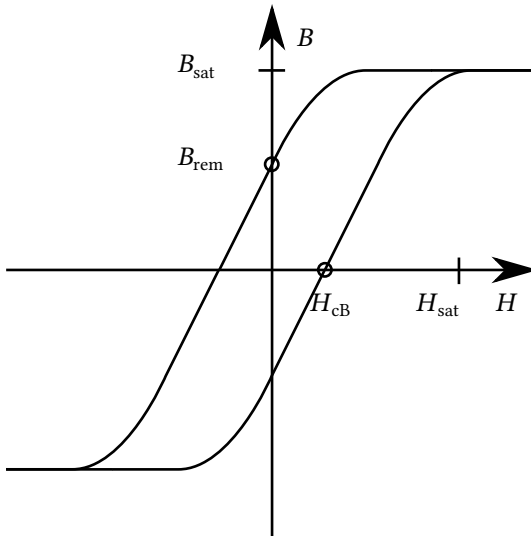
eine Naturkonstante ist. Die verwendeten weichmagnetischen Materialien werden über differentielle Permeabilitätszahlen beschrieben, da die magnetische Flussdichte nichtlinear von der magnetischen Feldstärke abhängig ist. Sie lassen sich über Hysteresekurven beschreiben, wobei diese sich durch ihre magnetischen Eigenschaften auch in der Form unterscheiden. Eine Gleichung zur Beschreibung von hartmagnetischen Materialien wird später aufgestellt.

Die Unterscheidungsmerkmale für diese Hysteresekurven sind die Remanenz  $B_{rem}$  und die Koerzitivfeldstärke  $H_{cb}$ . Diese Größen sind die Schnittpunkte der Hysteresekurve mit den Koordinatenachsen bzw. dem magnetischen Feld und der magnetischen Flussdichte im positiven und negativen Bereich der Achsen.

Außerdem ist die Sättigungsfeldstärke  $H_{sat}$  und der entsprechende Wert in der magnetischen Flussdichte  $B_{sat}$  wichtig für die Beschreibung des magnetischen Werkstoffes, da ab diesem Wert die Steigung der Kurve sehr gering wird.

In Abbildung 3.2 ist das Beispiel einer Hysteresekurve eines magnetischen Werkstoffes dargestellt. Der Verlauf kann von Material zu Material variieren.

Die Schnittpunkte mit den Achsen sind im positiven Bereich markiert, treten aber auch im negativen auf.



**Abbildung 3.2:** Hysteresekurve eines magnetischen Materials

In Tabelle 3.1 sind die Zuordnungen der Abschnitte zu den in der PMSM verwendeten Werkstoffen dargestellt.

Einige Bereiche, die aus den Werkstoffen Kupfer, Edelstahl oder Isolationsmaterial bestehen, wurden in dieser Aufzählung nicht aufgeführt, da sie nichtmagnetisch sind und anders als der Luftspalt nicht in die Magnetkreisberechnung eingehen.

Die Magnetisierung im Leerlauf erfolgt ausschließlich über die Permanentmagnete des Rotors. Diese Magnetisierung wird im Durchflutungsgesetz berücksichtigt. In der Gleichung 3.8 wird die Durchflutung  $\Theta$  auf der rechten Seite Null, da kein Strom zu berücksichtigen ist:

$$\oint_{C_A} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \Theta = 0. \quad (3.17)$$

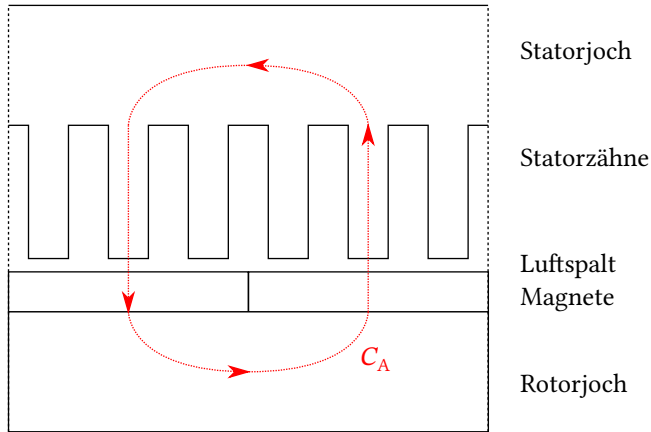
**Tabelle 3.1:** Einteilung der Werkstoffe der PMSM nach [Ive07]

Abschnitt	Werkstoff und Eigenschaften
Luftspalt	Magnetisch neutral: Die Permeabilitätszahl ist 1 und die magnetische Flussdichte ist proportional zur magnetischen Feldstärke.
Statorjoch Statorzähne Rotorjoch	Weichmagnetisches Elektroblech: Von weichmagnetischen Werkstoffen ist die Rede, wenn die Koerzitivfeldstärke klein ist ( $H_{CB} < 1 \frac{kA}{m}$ ); Die Permeabilitätszahl ist deutlich größer als 1 und von der magnetischen Feldstärke abhängig.
Permanentmagnet	Hartmagnetische Permanentmagnete: Von hartmagnetischen Werkstoffen ist die Rede, wenn die Koerzitivfeldstärke groß ist ( $H_{CB} > 10 \frac{kA}{m}$ ); Die Permeabilitätszahl ist für NdFeB-Magnete typischerweise 1,05 [DIN15] und konstant.

Der Integrationsweg  $C_A$  wird in Abbildung 3.3 definiert.

Wird die Einteilung der einzelnen Abschnitte berücksichtigt und in diesen über den Integrationsabschnitt eine konstante magnetische Feldstärke angenommen, erhält man für den beschriebenen Integrationsweg das folgende Ergebnis:

$$H_{\text{mag}} \cdot h_{\text{mag}} + H_{\delta} \cdot \delta \cdot k_{\text{sat}} \cdot k_c = 0 \quad (3.18)$$



**Abbildung 3.3:** Integrationsweg des Durchflutungsgesetzes im Leerlauf

Der magnetische Spannungsabfall im Eisen wird mittels der Luftspaltverlängerung um den Faktor  $k_{\text{sat}}$  berücksichtigt. Der Einfluss der Nutung wird mit einer Verlängerung des Luftspaltes durch Multiplikation der Luftspaltweite mit dem *Carter-Faktor* [Car26] abgebildet. Der *Carter-Faktor* stellt sicher, dass die magnetische Feldenergie in der Original- und der Ersatzgeometrie identisch ist. In [Xua13] werden verschiedene Möglichkeiten zusammengefasst, wie der *Carter-Faktor* bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen berechnet werden kann. In der vorliegenden Arbeit wird auf die einfachste Form, die auch in der Literatur überwiegend verwendet wird, zurückgegriffen. Der *Carter-Faktor* aus [Car26] wird so ergänzt, dass zur Luftspaltweite auch die Magnethöhe  $h_{\text{mag}}$  addiert wird, was unter der Annahme gleicher Permeabilität von Magneten und Luft geschieht.

Er wird nach Gleichung

$$k_{c1,2} = \frac{\tau_{n1,2}}{\tau_{n1,2} - \frac{h^2}{h+5} \cdot (\delta + h_{\text{mag}})} \quad (3.19)$$

bestimmt, wobei hier die bereits vereinfachte Formulierung mit

$$h = \frac{b_s}{\delta + h_{\text{mag}}} \quad (3.20)$$

verwendet ist, bei der  $b_s$  die Breite des Schlitzes als Nutöffnung ist. Der in Gleichung 3.18 verwendete *Carter-Faktor* setzt sich aus dem Stator (Index 1) und Rotor (Index 2) Faktor zusammen.

$$k_c = k_{c1} \cdot k_{c2} \quad (3.21)$$

Wenn der Rotor eine glatte Oberfläche besitzt, wird der Faktor für den Rotor Eins. Die meisten PMSM mit Oberflächen besitzen eine glatte Oberfläche. In dieser Arbeit ist es jedoch nötig Nuten im Rotor zu berücksichtigen und abweichend zu anderen Modellen einen Faktor für den Rotor zu berücksichtigen.

Die Magnetisierung des Luftspaltes und des Elektrobleches erfolgt über die *NdFeB*-Magnete. Der Arbeitspunkt der Magnete kann aus Gleichung 3.18 mit ein paar Annahmen nach [Bin12] bestimmt werden. Es wird angenommen, dass im Leerlauf der gesamte Fluss nach Gleichung 3.11 des betrachteten Pols vom Rotor in den Stator übertritt. Ein Streufluss, der zwischen benachbarten Polen auftreten könnte, wird vernachlässigt. Außerdem wird weiterhin die Krümmung des Rotors und des Stators vernachlässigt. So sind die Flächen des betrachteten Magnetpols im Bereich des Magneten und im Bereich der Luft gleich groß. Diese Annahmen werden davon unterstützt, dass die Magnethöhe  $h_{\text{mag}}$  im Vergleich zur Luftspaltweite  $\delta$  groß ist.

Durch die getroffenen Vereinfachungen gleicher Querschnittflächen und gleicher Fluss in Magnet und Luftspalt stimmen auch die magnetischen Flussdichten  $B_{\text{mag}}$  und  $B_\delta$  überein. Ergebnis ist

$$B_{\text{mag,AP}} = \frac{B_{\text{rem}}}{1 + \frac{\delta k_{\text{sat}} k_c}{h_{\text{mag}}} \cdot \frac{\mu_{\text{mag}}}{\mu_0}} \quad (3.22)$$



mit

$$\mu_{\text{mag}} = \frac{B_{\text{rem}}}{H_{\text{cB}}} = \mu_{\text{r,mag}} \cdot \mu_0. \quad (3.23)$$

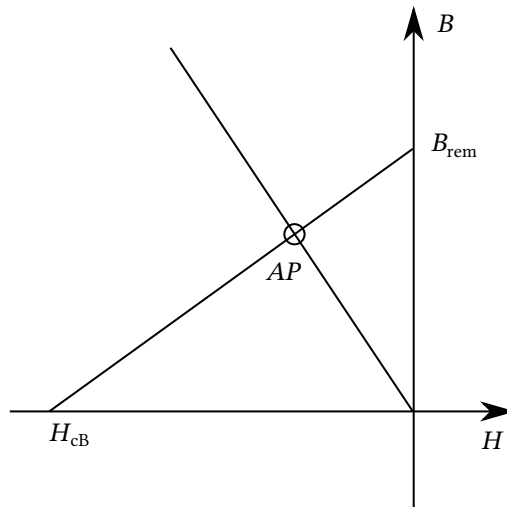
Wobei ergänzend zu häufig vereinfachenden Modellen sowohl  $k_{\text{sat}}$  als auch  $k_{\text{c}}$  berücksichtigt werden.

Der *NdFeB*-Magnet wird mit der Hysteresekurve im zweiten Quadranten

$$B_{\text{mag}} = B_{\text{rem}} + \mu_{\text{mag}} H_{\text{mag}} \quad (3.24)$$

nach z.B. [Bin12] beschrieben.

In [Abbildung 3.4](#) wird diese Arbeitspunktfindung dargestellt.



**Abbildung 3.4:** Darstellung des Magnetarbeitspunktes im zweiten Quadranten der Hysteresekurve

Alternativ kann  $B_{\text{mag,AP}}$  direkt aus der detaillierten numerischen Magnetkreisberechnung entnommen werden, wenn diese vorliegt und für die folgenden Berechnungen verwendet werden.

### 3.3 Spannungsinduktion

Die Magnete auf der Rotoroberfläche magnetisieren den Luftspalt und das Elektroblech in Stator und Rotor. Die magnetische Flussdichte hat nach obiger Herleitung einen räumlich rechteckigen Verlauf.

Gewünscht ist jedoch bei Rotation des Rotors eine möglichst sinusförmige Spannungsinduktion in der Statorwicklung, die so wenig wie möglich Oberschwingungsanteile besitzt. Um dieses Ziel zu erreichen, wird die Magnetbreite eines magnetischen Poles geringer gewählt als die Polbreite. Die *Polbedeckung*  $\alpha_p$  wird kleiner gewählt als 100 Prozent und die magnetische Flussdichte als auch die Spannungsinduktion verändert. Der Fall, dass speziell geformte Magnete zur Optimierung der Spannungsform eingesetzt werden, ist in dieser Modellierung nicht enthalten. Diese Magnete sind aufgrund zusätzlicher Fertigungsschritte teurer als quaderförmige Magnete. Sie sind meist Ergebnis einer Variation in der FEM Simulation, welche nicht Ziel dieser Arbeit ist.

Aus [Bin12] wird die Beschreibung der Luftspaltflussdichte in Fourier-Reihendarstellung übernommen. Die magnetische Flussdichte setzt sich dann in Abhängig der Polbedeckung  $\alpha_p$  aus der in der Summe

$$B_{\delta}(x_2) = \sum_{\mu=1}^{\infty} \hat{B}_{\delta,\mu} \cdot \cos(\mu\pi x_2/\tau_p), \quad \mu = 1,3,5,\dots \quad (3.25)$$

enthaltenen Grundwelle und Oberwellen zusammen. Aufgrund der Abszissensymmetrie der in Abbildung 3.1 dargestellten benachbarten Nord- und Südpole treten nur Komponenten mit ungeradzahlgiger Ordnungszahl  $\mu$  auf. Die Beschreibung des Luftspaltfelds findet in einem Koordinatensystem statt, das mit der selben Frequenz wie der Rotor selbst dreht. Die Variable  $x$  für

die Abszissenachse erhält dafür den Index 2. Die Amplituden der einzelnen Komponenten lauten

$$\hat{B}_{\delta,\mu} = \frac{4 \cdot B_{\text{magAP}}}{\pi \cdot \mu} \cdot \sin(\mu \alpha_p \cdot \pi/2). \quad (3.26)$$

Der Grundwellenanteil für das Nutzmoment soll möglichst groß sein und die restlichen Oberwellenanteile möglichst klein ausfallen. Durch die kleiner als 100% gewählte Polbedeckung wird die magnetische Flussdichte im Luftspalt einer Sinusfunktion ähnlicher. Durch die Rotation des Rotors bewegt sich auch das Leerlaufluftspaltfeld, da es durch die Magnete erregt wird. Aus Sicht des feststehenden Stators bewegt sich das Luftspaltfeld relativ mit der Rotorgeschwindigkeit  $\omega_{\text{mech}} = 2\pi f_{\text{mech}}$ . Die beiden Koordinatensysteme können über  $x = x_2 + v \cdot t$  umgerechnet werden, wobei der Index 1 für den Stator weggelassen wird. Die y-Achse bleibt dabei unbeeinflusst. Die Rotor orientierte Gleichung 3.25 wird zu

$$B_{\delta}(x,t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} \hat{B}_{\delta,\mu} \cdot \cos(\mu\pi x/\tau_p - \mu \cdot \omega \cdot t), \quad \mu = 1,3,5,\dots \quad (3.27)$$

ergänzt und ist mit dem Ort und über den Wechsel in ein ständerfestes Koordinatensystem auch mit der Zeit veränderlich. Die elektrische Kreisfrequenz folgt aus der Grundswingungsfrequenz  $\omega = 2\pi f_1$  und die elektrische Frequenz ist über die Polpaarzahl mit der mechanischen Frequenz zu  $f_1 = f_{\text{mech}} \cdot p$  verbunden. Im Stator wird nun eine dreiphasige Wicklung mit sechs Zonen nach [Bin12] angenommen, in welche das rotierende Luftspaltfeld eine dreiphasige Spannung induziert. Jeweils ein Ende der drei Stränge ist zu einem Sternpunkt geschaltet und die anderen Enden sind offen.

Die Windungszahl  $w$  eines Stranges berücksichtigt für eine Zweischichtwicklung die Polpaarzahl  $p$ , Lochzahl  $q$ , die Anzahl der parallelen Zweige  $a$  und die Windungszahl einer einzelnen Spule  $w_{\text{sp}}$

$$w = \frac{2 \cdot p \cdot q \cdot w_{\text{sp}}}{a}. \quad (3.28)$$

Die Lochzahl  $q$  errechnet sich aus dem Quotienten der Nuten  $N$  pro Pol  $2 \cdot p$  und Strang  $m$

$$q = \frac{N}{2 \cdot p \cdot m}. \quad (3.29)$$

Für eine permanentmagneterregte Synchronmaschine hat eine dreiphasige ( $m = 3$ ), zweilagige Bruchlochwicklung ( $q$  ist eine gebrochene Zahl) im Betrieb den Vorteil, dass keine weiteren Maßnahmen ergriffen werden müssen, um Drehmomentschwankungen unter Last bzw. Rastmomente im Leerlauf auf ein akzeptables Maß zu reduzieren [Bin12] und bietet sich damit für den Einsatz an. Auf eine Schrägung des Stators bzw. Rotors oder einen Versatz der Magnete auf dem Rotor kann dann verzichtet werden.

Die harmonischen Anteile der induzierten Strangspannung ergeben sich damit nach [Bin12] zu

$$U_{i,\nu} = \sqrt{2}\pi \cdot f_1 \cdot w \cdot \xi_\nu \cdot \frac{2}{\pi} \tau_p l_{Fe} \cdot \hat{B}_{\delta,\nu}. \quad (3.30)$$

Die Größe des Wicklungsfaktor  $\xi_\nu$  ist von der genauen Wahl der Statorwicklung abhängig. Mit dem Wechsel der Betrachtung auf den Stator wird an dieser Stelle für die harmonischen Anteile auf den Index  $\nu$  gewechselt.

In dieser Arbeit wird eine Wicklung mit der Lochzahl größer eins verwendet. Die Wicklungsfaktoren für die einzelnen Harmonischen werden nach [Bin12] für eine Zweischichtwicklung bestimmt. Diese setzen sich aus einem Zonenfaktor bzw. Gruppenfaktor (Index gr) und einem Sehnungsfaktor bzw. Spulenfaktor (Index sp) zusammen.

$$\xi_\nu = \xi_{sp,\nu} \cdot \xi_{gr,\nu} \quad (3.31)$$

Der Spulenfaktor bestimmt sich zu

$$\xi_{sp,\nu} = \sin\left(\frac{\nu W}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2}\right). \quad (3.32)$$

Der Gruppenfaktor ist für die Bruchlochwicklung aufgeführt und berücksichtigt die unterschiedliche Anzahl an Spulen, die abhängig von der Zeit z.B. gleichzeitig Nordpolfelder  $q_1$  und Südpolfelder  $q_2$  erregen. Dieser ist ebenfalls gültig für die Ganzlochwicklung. Er lautet

$$\xi_{\text{gr},\nu} = \frac{\sin(\nu \cdot \alpha_n \cdot Y \cdot q_1/2) - \cos(\nu \cdot p_u \cdot \pi \cdot Y) \cdot \sin(\nu \cdot \alpha_n \cdot Y \cdot q_2/2)}{(q_1 + q_2) \cdot \sin(\nu \cdot \alpha_n \cdot Y/2)} \quad (3.33)$$

Die Polpaarzahl ist in dieser Beschreibung mit dem Index  $u$  ergänzt, da die Polpaarzahl je Urschema zu verwenden ist. Die Anzahl der Urschemata  $z_u$  multipliziert mit der Anzahl der Pole pro Urschema ergibt die gesamte Anzahl an Polpaaren. Ist die Anzahl der Nuten pro Urschema  $N_u = q_z \cdot m$  ungerade, führt dies nach [Bin12] zu der Bestimmungsgleichung

$$q_1 = q_2 + 1 = \frac{N_u + m}{2m} \quad (3.34)$$

für die Lochzahlen  $q_1$  und  $q_2$ . Bei einer geraden Anzahl von Nuten pro Urschema gilt

$$q_1 = q_2 = \frac{N_u}{2m}. \quad (3.35)$$

Der Nutenwinkel  $\alpha_n = 2\pi p_u/N_u$  und  $Y$  mit der Gleichung

$$Y = \frac{g_{\min} \cdot N_u + 1}{p_u}, \quad (3.36)$$

vervollständigen die Bestimmungsgleichung für die Wicklungsfaktoren, wobei für  $g_{\min}$  solche erste ganze Zahl gewählt wird, für die  $Y$  ebenfalls eine ganze Zahl wird [Bin12]. Die Ordnungszahlen der Harmonischen ergeben sich nach [Bin12] zu:

$$\nu = 1 + \frac{2m \cdot g}{q_n}, \quad g = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.37)$$

In diesen sind nun auch geradzahlige Harmonische enthalten. Diese würden Spannungen in der Wicklung induzieren, wenn solche im Luftspaltfeld enthalten wären. Nach obiger Herleitung für das magnetische Feld, welches durch die Magneten erregt wird, sind diese nicht enthalten (siehe Gleichung 3.27). Folglich können diese auch nicht in der induzierten Spannung der Statorwicklung auftreten.

Die von der Grundwelle in der Statorwicklung induzierte Spannung  $U_{i,1}$  wird auch als Polradspannung  $U_p$  bezeichnet.

### 3.4 Induktivitäten der PMSM

Bis hier hin galt die Annahme, dass kein Stromfluss in den Spulen auftritt. Lediglich das rotierende, vom Rotor aus erregte, Luftspaltfeld führt zu einer Spannungsinduktion in den Spulen der drei Wicklungsstränge.

Nun wird ein Stromfluss in den Spulen angenommen, der ein magnetisches Feld zur Folge hat.

Für die analytische Berechnung der Induktivitäten der PMSM müssen nach [Dop15] Vereinfachungen getroffen werden:

Die Spulen der PMSM liegen eingebettet in Elektroblech, welches eine nicht-lineare Kennlinie besitzt (siehe Kapitel 3.2). Es wird nun angenommen, dass sich der magnetische Kreis nach seiner Berechnung und der damit verbundenen Festlegung des Betriebspunktes der Permanentmagnete nicht mehr ändert bzw. dass die Veränderungen linear um den gefundenen Arbeitspunkt des Magneten und Elektroblechs stattfinden. Die Induktivitäten sind damit Konstanten und vom Strom unabhängig.

Des Weiteren wird die Grundwellentheorie angewandt, wonach das Luftspaltfeld nur aus einer sinusförmigen Welle besteht. Die Oberwellenerscheinungen werden durch eine hierfür üblicherweise eingeführte Oberwellenstreuung berücksichtigt.

Die Streufelder, die durch die Streuinduktivitäten beschrieben werden, sind trennbar und überqueren nicht den Luftspalt. Außerdem sind diese Streufelder unabhängig davon, welche Stellung der Rotor relativ zum Stator einnimmt.

Die letzte Annahme ist, dass die Wicklung im Stator nur über die Hauptwelle des Luftspaltfeldes verkettet ist. Die Oberwellen, die z.B. durch das nicht sinusförmige Feld der Magnete im Luftspalt erzeugt werden sowie die Oberwellen durch die Statorwicklung sind nicht miteinander verkettet. Eine ausführliche Beschreibung der Oberwelleneffekte in permanentmagneterregten Synchronmaschinen ist z.B. in [Bin12] zu finden.

Nach [Küp13] kann man die Abhängigkeit eines Stroms vom magnetischen Fluss mit dem Induktivitätskoeffizienten

$$L = \frac{\Psi}{I} \quad (3.38)$$

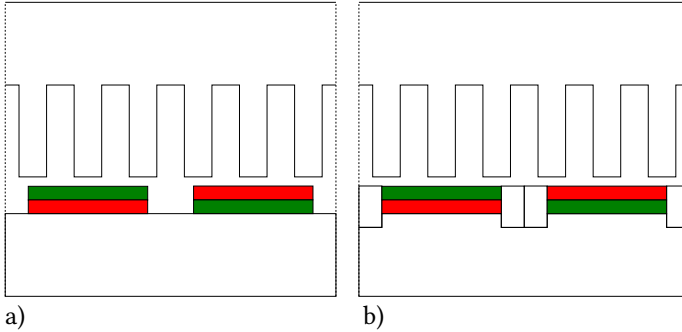
beschreiben. Dabei zählt nur der magnetische Fluss, der durch die aufgespannte Spule tritt. Im Folgenden wird der Induktivitätskoeffizient als Induktivität einer Spule bezeichnet, wie es in der Literatur üblich ist. In die Größe des verketteten Flusses  $\Psi$  geht nun auch die Spulenwindungszahl mit ein, durch welche die Spule mit dem Fluss  $\Phi$  verkettet ist. Es gilt

$$\Psi = w_{\text{sp}} \cdot \Phi, \quad (3.39)$$

wobei sich der Fluss  $\Phi$  weiter aus der integrierten magnetischen Flussdichte über der Spulenfläche ergibt.

### 3.4.1 Hauptinduktivität

Im Stator der PMSM befindet sich eine Drehfeldwicklung, wie sie in Kapitel 3.3 beschrieben wurde. Der Rotor, auf dem die Magnete aufgebracht sind, ist rund und kann Nuten zwischen den Magnetpolen aufweisen, deren Funktion später beschrieben werden soll. In Abbildung 3.5 ist unter a) die Geometrie ohne Spulen im Rotor und unter b) die neue Geometrie mit Spulen im Rotor



**Abbildung 3.5:** Maschinengeometrie a) ohne Rotorspulen b) mit Rotorspulen

dargestellt. Die Radien von Stator und Rotor werden hier nicht wiedergegeben. Die Magnete werden mit ihrer Höhe und der Permeabilitätszahl  $\mu_{r,mag}$  berücksichtigt, die etwas größer als eins ist. Sowohl die Nutung des Stators und Rotors als auch die Eisensättigung des magnetischen Kreises wird mit der Erweiterung der Luftspaltweite  $\delta$  durch die bereits eingeführten Faktoren in der äquivalenten Luftspaltweite

$$\delta_e = \left( \delta + \frac{h_{mag}}{\mu_{r,mag}} \right) \cdot k_{sat} \cdot k_c \quad (3.40)$$

berücksichtigt.

Die Drehfeldwicklung wird durch ein Drehstromsystem mit der Frequenz  $f_1$  gespeist. Der Strom eines betrachteten Strangs hat den Effektivwert  $I_1$ . Der Strom erregt nach [Bin12] im Luftspalt eine umlaufende Welle der magnetischen Flussdichte mit den Komponenten

$$B_{\delta,\nu}(x,t) = \hat{B}_{\delta,\nu} \cdot \cos\left(\frac{\nu\pi x}{\tau_p} - \omega t\right) \quad (3.41)$$

mit

$$\hat{B}_{\delta,\nu} = \frac{\mu_0}{\delta_e} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{3}{p} \omega \frac{\xi_\nu}{\nu} I_1. \quad (3.42)$$



Diese wiederum induziert in der Statorwicklung eine Spannung entsprechend

$$U_{i,\nu} = \sqrt{2}\pi \cdot f_1 \cdot w \cdot \frac{\xi_\nu}{\nu} \cdot \frac{2}{\pi} \tau_p l_{Fe} \cdot \hat{B}_{\delta,\nu}. \quad (3.43)$$

Ein Vergleich der induzierten Spannung mit der Gleichung

$$U_{i,\nu} = X_{h,\nu} \cdot I_1 = \omega L_{h,\nu} \cdot I_1 \quad (3.44)$$

führt zu den harmonischen Hauptinduktivitäten

$$L_{h,\nu} = \mu_0 w^2 \frac{\xi_\nu^2}{\nu^2} \frac{6}{\pi^2} \frac{l_{Fe} \tau_p}{p \delta_e}. \quad (3.45)$$

Durch die Einschränkung der Wicklung auf Bruchlochwicklungen mit einer Lochzahl größer eins ist die Induktivität mit Index  $\nu = 1$

$$L_{h,1} = \mu_0 w^2 \xi_1^2 \frac{6}{\pi^2} \frac{l_{Fe} \tau_p}{p \delta_e} \quad (3.46)$$

die Hauptinduktivität der Wicklung, da diese dominierend ist. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird der Index 1 für die Grundwelle nicht mehr weiter geführt und für den Stator die Hauptinduktivität als  $L_h$  bezeichnet.

### 3.4.2 Streuinduktivitäten

Durch die Annahme der Teilbarkeit der Streufelder für Kapitel 3.4 werden für die PMSM im Stator vier Teilstreufelder (Index  $\sigma$ ) betrachtet:

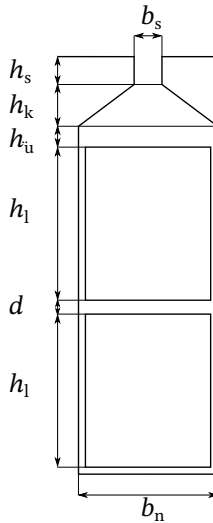
- Nutstreuung (Index n) und Zahnkopfstreuung (Index z),
- Wickelkopfstreuung (Index wk),
- Oberwellenstreuung (Index o).

Aus [Mül08] wird hierfür die Streuflussermittlung in der Berechnungspraxis herangezogen (alternativ [Ric67]).

Es wird angenommen, dass die Permeabilität im Eisen gegen unendlich strebt und damit auf den Streuflusspfaden im Eisen keine magnetischen Spannungsabfälle auftreten.

### Nut- und Zahnkopfstreuung

Die Nutstreuung und die Zahnkopfstreuung sind in derselben Gleichung zusammengefasst und werden als Streufluss behandelt. Die Nut mit den entsprechenden geometrischen Größen sind in [Abbildung 3.6](#) dargestellt.



**Abbildung 3.6:** Nutgeometrie zur Berechnung der Nutstreuung

Die Induktivität

$$L_{\sigma,nz} = 2\mu_0 l_{Fe} \frac{w^2}{pq} \cdot \lambda_{nz} \quad (3.47)$$

ist vollständig bestimmt über die Angaben zur Wicklung und über die geometrischen Eigenschaften in dem Streuleitwert nach [Mül08]

$$\lambda_{\text{nz}} = \left[ 1 - \frac{9}{16} \left( 1 - \frac{W}{\tau_p} \right) \right] \cdot \lambda_1 + \left[ 1 - \frac{3}{4} \left( 1 - \frac{W}{\tau_p} \right) \right] \cdot \lambda_{\text{res}} + \frac{d}{4b_n}. \quad (3.48)$$

Die Gleichung ist gültig für Wicklungen mit gesehnten Spulen für die die Einschränkung  $2/3 \leq W/\tau_p \leq 1$  erfüllt wird.  $\lambda_1$  ist der relative Streuleitwert für den Nutbereich und bestimmt sich für geradflankige Nuten und gleicher Kupferhöhe  $h_1$  der Ober- und Unterlage zu:

$$\lambda_1 = \frac{h_1}{3b_n}. \quad (3.49)$$

Der Bereich, der oberhalb der stromdurchflossenen Leitern liegt, wird im relativen Streuleitwert  $\lambda_{\text{res}}$  zusammengefasst:

$$\lambda_{\text{res}} = \frac{h_u}{b_n} + \frac{h_k}{b_k} + \frac{h_s}{b_s} + \lambda_z. \quad (3.50)$$

Dieser enthält auch die Zahnkopfstreuung  $\lambda_z$  in Abhängigkeit von  $b_s/\delta$  nach [Mül08] und wird in Abbildung 3.7 dargestellt. Für  $\delta$  soll hier die äquivalente Luftspaltweite  $\delta_e$  eingesetzt werden. Größere Quotienten aus Nutöffnung und Luftspaltweite sind in [Mül08] verfügbar, werden in dieser Arbeit jedoch nicht benötigt und dargestellt.

Der letzte Summand in Gleichung 3.48 bildet mit dem relativen Streuleitwert den Bereich zwischen den stromdurchflossenen Leitern ab.

Wird z.B. für eine Runddrahtwicklung eine Nut verwendet, die von der in Abbildung 3.6 dargestellten Nutgeometrie abweicht und bei der nicht die Nutflanken, sondern die Zahnbreite konstant ist, soll für die Nutbreite und die Annäherung für den Keilbereich nach [Mül08] die dort vorgeschlagenen Ersatzgrößen verwendet werden.

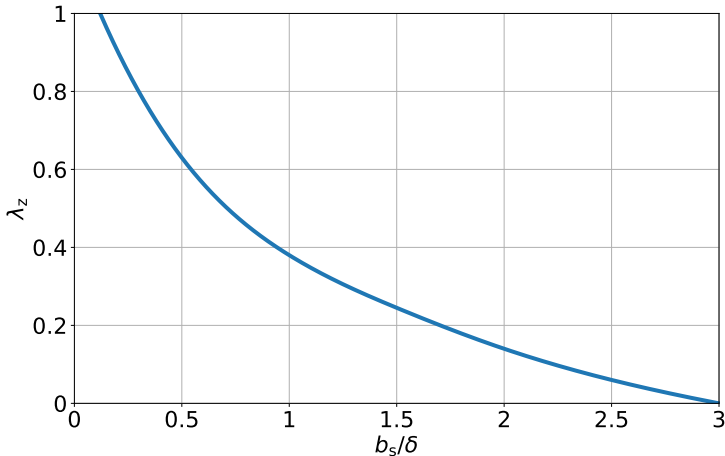


Abbildung 3.7: Zahnkopfsteuerung nach [Mül08]

### Wickelkopfsteuerung

Die Induktivität der Wickelkopfsteuerung wird über eine in der Praxis übliche Formel ohne Unterscheidung zwischen Einschicht- und Zweischichtwicklung

$$L_{\sigma, \text{wk}} = 2\mu_0 l_{\text{wk}} \frac{w^2}{p} \cdot \lambda_{\text{wk}} \quad (3.51)$$

bestimmt. Die Wickelkopfsteuerung wird hier über die Wickelkopflänge eines Spulenkopfes  $l_{\text{wk}}$  und den relativen Streuleitwert  $\lambda_{\text{wk}}$  bestimmt. Die in der Literatur vorgeschlagenen relativen Streuleitwerte dienen als Anhaltswerte. Für diese Arbeit wird der relative Streuleitwert  $\lambda_{\text{wk}} = 0,3$  nach [Mül08] herangezogen, da dieser in der Praxis für dreiphasige, verteilte Zweischichtwicklungen gute Ergebnisse liefert.

### Oberwellenstreuung

Zur Berechnung der Oberwellenstreuung wird die Gleichung nach [Bin12] mit den bereits bekannten Wicklungsfaktoren der Statorwicklung herangezogen:

$$L_{\sigma,o} = \sigma_o \cdot L_h, \quad (3.52)$$

mit

$$\sigma_o = \sum_{\nu} \left( \frac{\xi_{\nu}}{\nu \cdot \xi_1} \right)^2 - 1 \quad (3.53)$$

wobei alle auftretenden  $\nu$ -Oberwellen berücksichtigt werden müssen.

Die Streuinduktivität der Statorwicklung setzt sich aus der Summe der Streuinduktivitäten der Teilstreufelder

$$L_{\sigma} = L_{\sigma,nz} + L_{\sigma,wk} + L_{\sigma,o} \quad (3.54)$$

zusammen.

## 3.5 Statorwiderstand

Der ohmsche Widerstand der Statorwicklung für einen Strang berechnet sich mit der bekannten Formel

$$R = \frac{l}{\kappa A}. \quad (3.55)$$

Diese wird auf die geschalteten Spulen der Wicklung angewandt

$$R_1 = w \cdot \frac{l_w}{\kappa A_w \cdot a} \quad (3.56)$$

und berücksichtigt den Querschnitt des reinen Kupfers einer Windung  $A_w$ , die Windungslänge  $l_w$ , die Strangwindungszahl  $w$  und die Anzahl der parallelen Zweige  $a$ .

Für die Spulen einer elektrischen Maschine werden üblicherweise runde Kupferdrähte oder flach geformtes Kupfer verwendet, die mit einer Isolierung beschichtet sind. Daher wird für die elektrische Leitfähigkeit  $\kappa$  diejenige für Kupfer eingesetzt. Dieses entspricht bei Raumtemperatur (20°C) für das üblicherweise verwendete Wicklungskupfer 56 Sm/mm<sup>2</sup>. Die Umrechnung des Widerstands auf andere Temperaturen  $\vartheta$  erfolgt über

$$R_\vartheta = R_{20} \cdot \frac{\vartheta + 235 \text{ °C}}{20 \text{ °C} + 235 \text{ °C}} \quad (3.57)$$

nach der Norm [IEC10].

Eventuell auftretende Wirbelstromeffekte in den Kupferleitern werden nicht berücksichtigt, da der Kupferquerschnitt der Windungen  $A_w$  so gewählt wird, dass der Einfluss gering ist. Der Durchmesser der Drähte ist kleiner als die Eindringtiefe, sodass der Draht komplett vom Strom durchdrungen ist.

## 3.6 Ersatzschaltbild der PMSM

Aus den Kapiteln 3.3, 3.4 und 3.5 wird entnommen, dass die PMSM durch die Polradspannung, Induktivitäten und einen Wicklungswiderstand beschrieben werden kann.

Die PMSM hat eine dreiphasige Wicklung. Die Spulen der Wicklung sind derart mechanisch angeordnet, dass die Phasenwinkel der elektrischen Größen um genau 120° verschoben sind. Drei der Wicklungsenden sind zu einem Sternpunkt verbunden, welcher nicht aus der Maschine herausgeführt wird. Daraus folgt, dass an diesem Sternpunkt die Summe aller drei Phasenströme Null ist und die Phasen getrennt von einander betrachtet werden können. Da die gesamte PMSM symmetrisch aufgebaut ist, sind Widerstand, Induktivitäten und Polradspannung aller drei Phasen gleich groß. Daher kann die PMSM

mit einem einzigen einphasigen Ersatzschaltbild mit komplexen elektrischen Größen beschrieben werden. Die in dem Ersatzschaltbild nicht dargestellten Phasen haben lediglich einen Phasenunterschied von  $120^\circ$  sowie  $240^\circ$  in den elektrischen Größen zu der dargestellten Phase.

Die Spannungsgleichung einer Phase in komplexer Schreibweise lässt sich durch die Gleichung

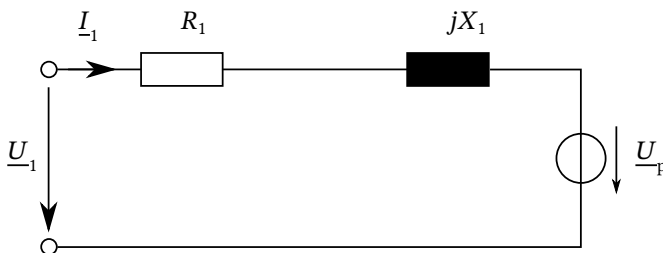
$$\underline{U}_1 = R_1 \cdot \underline{I}_1 + jX_1 \cdot \underline{I}_1 + \underline{U}_p \quad (3.58)$$

ausdrücken. Für eine kompakte Schreibweise wurde die Hauptinduktivität mit der Streuinduktivität in einer Induktivität

$$X_1 = X_h + X_\sigma \quad (3.59)$$

zusammengefasst.

Abbildung 3.8 zeigt die Spannungsgleichung 3.58 in Form eines einfachen Ersatzschaltbildes für die PMSM mit Oberflächenmagneten. Für dieses wurde das Verbraucherzählpfeilsystem gewählt, bei dem die Zählpfeile von Strom und Spannung innerhalb der PMSM bzw. des Verbrauchers in die gleiche Richtung zeigen.



**Abbildung 3.8:** Ersatzschaltbild der PMSM mit Oberflächenmagneten

In diesem Modell werden Oberwellen nicht beschrieben und die Sättigung aus der Leerlaufberechnung übernommen. Die auftretenden Statorströme sind bei den in dieser Arbeit behandelten Maschinen nicht so groß, als dass unter Last eine erhöhte Sättigung des Eisens auftretend würde. Somit treten auch keine zusätzlichen Oberwellen durch Sättigungseffekte auf, die zusätzlich berücksichtigt werden müssten.

Eine verbreitete Darstellung in der Literatur ist die Beschreibung der PMSM mit Spannungsgleichung in einem rotorfesten, flussorientierten Koordinatensystem, wie es im Detail z.B. in [Sch09] hergeleitet wird.

Hierfür werden die zeitabhängigen Werte der Spannungen, Ströme und Flüsse der drei einzelnen Phasen in die Raumzeigerdarstellung überführt. Es wird die Transformationsvorschrift herangezogen, bei der die Länge der Raumzeiger die gleiche Länge wie die Amplituden der entsprechenden Größen in der dreiphasigen Ausgangsbeschreibung besitzen.

Diese Raumzeiger rotieren mit der Winkelgeschwindigkeit der elektrischen Frequenz in einem kartesischen Koordinatensystem. Dabei gilt wieder die Annahme, dass die Summe der Phasenströme Null ergibt. Der rotierende Raumzeiger wird auf die reale und imaginäre Achse des Koordinatensystems abgebildet und man erhält damit eine statorfeste Darstellung mit nur noch zwei Komponenten für die drei Phasen der PMSM. Diese ortsfeste Darstellung wird mittels Rotation mit der Winkelgeschwindigkeit der elektrischen Frequenz und einem Winkel so gedreht, dass die d-Achse des rotierenden Koordinatensystems in der Richtung des maximalen Rotorflusses liegt. Die q-Achse liegt senkrecht zu dieser bei Betrachtung der elektrischen Größen. Diese definierten Achsen werden in Abbildung 3.9 veranschaulicht.

Man erhält die rotorfeste flussorientierte Darstellung der Spannungsgleichungen der PMSM in Komponentenschreibweise nach [Sch09]:

$$u_d = R_1 \cdot i_d - X_q \cdot i_q \quad (3.60)$$

und

$$u_q = R_1 \cdot i_q + X_d \cdot i_d + u_p \quad (3.61)$$



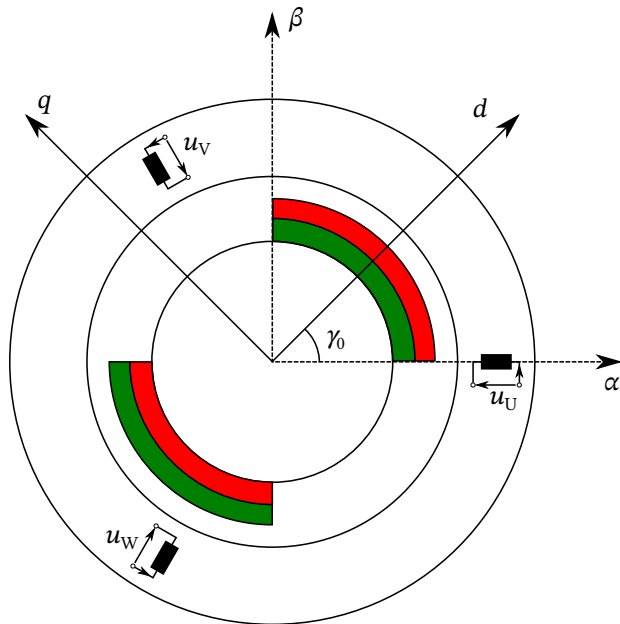


Abbildung 3.9: Achsenlage der PMSM nach [Sch09]

Diese Spannungsgleichungen sind gültig für den stationären Betrieb einer PMSM, bei dem sich die Flussverkettungen in d- und q-Richtung im Betrieb nicht ändern.

Für die PMSM mit Oberflächenmagneten gilt zudem, dass die Induktivitäten in d- und q-Richtung identisch sind ( $X_d = X_q$ ), da der Luftspalt in der Polmitte und der Polücke ähnlich groß sind und im Magnetkreis ein nur geringer Unterschied besteht, der zu einer Veränderung dieser Induktivitäten führen würde.

## 3.7 Erweitertes Ersatzschaltbild der PMSM

Für die Beschreibung von dynamischen Vorgängen wie z.B. den dreiphasigen Kurzschluss an den Stator клемmen wird das Modell der elektrisch erregten Synchronmaschine nach [Bon62], [Bin12] und [Fis13] verwendet. Dieses erweitert das stationäre Ersatzschaltbild um weitere Reaktanzen zur Beschreibung von Übergangsvorgängen der elektrischen und magnetischen Größen und erlauben unter der Annahme einer konstanten Drehzahl eine Aussage über den Drehmomentverlauf.

Nach einer plötzlichen Änderung der Betriebsbedingungen der Synchronmaschine sind in Zeitabschnitten unterschiedliche Reaktanzen maßgebend für die Größe der Ströme in den einzelnen Phasen des Stators.

Sofort nach einer plötzlichen Änderung wirken nach [Böd62] subtransiente Reaktanzen, die das schnelle Abklingen des Wechselstromanteils im Statorstrom beschreiben. Analog wird der zeitliche Bereich als subtransient beschrieben. Grund für diesen Wechselstromanteil können Wirbelströme in massiven Rotorteilen bzw. Ströme in einer eventuell vorhandenen Dämpferwicklung sein.

Überlagert zu dem schnell abklingenden Wechselstromanteil ist ein Wechselstromanteil der langsamer abklingt und über transiente Reaktanz beschrieben wird. Analog wird der zeitliche Bereich als transient beschrieben. Für diesen Anteil sind bei elektrisch erregten Synchronmaschinen eine Schwingung des Erregerstroms im Rotor verantwortlich. Die Theorie wird ausführlich in z.B. [Bon62] und [Bin12] beschrieben.

Da sich die Effekte überlagern ist eine Trennung schwierig und nicht immer eindeutig durchführbar. Ein genormtes Verfahren ist in [IEC08] dokumentiert.

Nachdem die abklingenden Anteile verschwunden sind, geht der Statorstrom in den stationären Bereich über. Der Effektivwert des Statorstroms ändert sich bei gleich bleibenden Betriebsbedingungen nicht und wird über die stationären Reaktanzen beschrieben. Die Reaktanzen entsprechen den bereits hergeleiteten Größen der klassischen Maschinentheorie für stationäre Zustände.

Die PMSM besitzt jedoch keine Erregerwicklung im Rotor zur Magnetisierung. Daher muss das erweiterte Ersatzschaltbild der elektrisch erregten Synchronmaschine angepasst werden.

Ausgehend von den Ersatzgrößen aus z.B. [Fis13] werden die subtransiente Reaktanzen in d- und q-Richtung eingeführt.

Die transiente Reaktanz in d-Richtung entspricht der stationären Reaktanz in d-Richtung, da die PMSM keine Erregerwicklung im Rotor besitzt, in der eine Schwingung des Erregerstroms auftreten kann. Die transiente Reaktanz in q-Richtung ist weder bei der elektrisch erregten Synchronmaschine noch bei der PMSM existent, da in der q-Richtung keine magnetische Erregung stattfindet. Diese entfallen damit in der hier gewählten Darstellung.

Auch die subtransienten Reaktanzen müssen für die PMSM angepasst werden. Die subtransiente Reaktanz in der PMSM berücksichtigt ausschließlich Wirbelströme, die in den meisten Fällen bei der PMSM vernachlässigt werden können [Bin12]. Diese werden hier jedoch für eine allgemeinere Beschreibung beibehalten und sind im weiteren Verlauf von Nutzen. In den Abbildungen 3.10 und 3.11 sind die sich ergebenden Ersatzgrößen dargestellt.

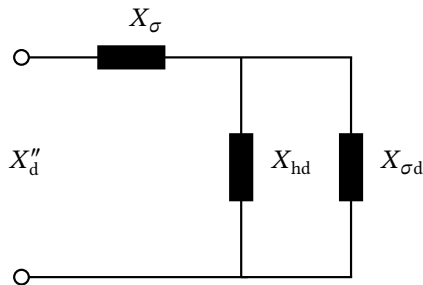


Abbildung 3.10:  $X''_d$  nach [Bin12] und [Fis13] angepasst für die PMSM

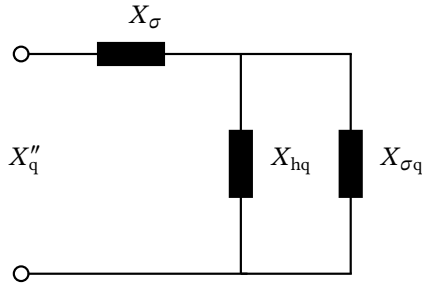


Abbildung 3.11:  $X_q''$  nach [Bin12] und [Fis13] angepasst für die PMSM

Diese zeichnen sich dadurch aus, dass für die Wirbelstromeffekte in d- und q-Achse der Hauptinduktivität Streuinduktivitäten ( $X_{\sigma d}$  und  $X_{\sigma q}$ ) parallel geschaltet sind. Jene werden in dieser Arbeit nicht durch Rechnung bestimmt, sondern über ein für die PMSM angepasstes Verfahren zur Bestimmung der transienten und subtransienten Reaktanzen, welches ursprünglich in [IEC08] beschrieben ist.

### 3.8 Drehmomentbildung

Für die Bestimmung des Drehmomentes werden die Verluste im Elektroblech und massiven Teilen der PMSM vernachlässigt. Außerdem werden Zusatzverluste durch eine Umrichterspeisung und mechanische Verluste wie z.B. Lager- oder Luftreibung nicht berücksichtigt. Zieht man die ohmschen Verluste in der Statorwicklung von der elektrische Leistung ab, erhält man die Luftspaltleistung und damit die mechanische Leistung an der Welle nach [Bin12]. PMSM mit Oberflächenmagneten besitzen keine ausgeprägte magnetische Unsymmetrie ( $L_d = L_q$ ) und folglich auch kein Reluktanzmoment. Das Drehmoment bildet sich unter diesen Annahmen ausschließlich aus dem Fluss der Permanentmagnete und dem Strom in q-Richtung abzüglich der ohmschen Verluste in der Statorwicklung. Die resultierende Gleichung für

das innere Drehmoment mit Reluktanzmoment

$$M_i = \frac{3}{2}p \cdot (\Psi_{PM} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d i_q) - \frac{3}{2} \cdot R_1 \cdot i_q^2 \quad (3.62)$$

bzw. ohne das Reluktanzmoment

$$M_i = \frac{3}{2}p \cdot \Psi_{PM} \cdot i_q - \frac{3}{2} \cdot R_1 \cdot i_q^2 \quad (3.63)$$

mit dem Magnetfluss aus der Polradspannung

$$\Psi_{PM} = \frac{u_p}{\omega} \quad (3.64)$$

ist sowohl im stationären Zustand als auch für transiente Vorgänge anwendbar.



## **4 Magnetbelastung im dreiphasigen Stoßkurzschluss**

Ausgehend vom Ersatzschaltbild der PMSM wird nun anhand der Stromverläufe der dreiphasige Stoßkurzschluss sowohl in einer rotorfesten als auch in einer statorfesten Darstellung beschrieben. Die Betrachtung erfolgt für den schlimmsten Fall aus dem Leerlauf heraus, unter welchem die größten Ströme – und damit Belastungen für die Magnete – auftreten. Für die Betrachtung der Belastung der Magnete wird ein analytisches Modell hergeleitet. Dieses basiert auf der Magnetkreisbetrachtung im Leerlauf und berücksichtigt die Statorströme im Stoßkurzschluss als resultierende Statordurchflutung in der d-Achse. Die Gefahr der Entmagnetisierung wird anhand der J-H-Kurve im zweiten Quadranten eines Magneten betrachtet; Es wird eine vereinfachte Formel für den Verlauf des Magnetflusses eingeführt.

### **4.1 Dreiphasiger Stoßkurzschluss**

PMSM werden in den meisten Fällen an Umrichtern betrieben, die – entsprechend den Vorgaben einer überlagerten Steuerung – mit einer Regelung die stationären Betriebspunkte einstellen und verändern. Diese Umrichter haben viele elektronische Bauteile der Leistungselektronik und der Digitaltechnik verbaut. Fehler oder Ausfälle in der Leistungselektronik und Steuerungselektronik bzw. Regelungselektronik können an den Klemmen bzw. an den Anschlusskabeln der PMSM zu sogenannten Stoßkurzschlüssen führen. Der

Kurzschluss zweier Phasen wird in dieser Arbeit nicht betrachtet, da der Umrichter für gewöhnlich im Falle eines zweiphasigen Kurzschlusses diesen in einen dreiphasigen überleitet.

In [Mey06] wird untersucht, unter welchen Betriebsbedingungen der Stoßkurzschluss auch zum Schutz des Umrichters eingeleitet werden darf. Dabei stellen dreiphasige Stoßkurzschlüsse aus Betriebspunkten im Feldschwäcbereich eine geringere Belastung dar als aus dem Leerlauf heraus. Durch das Einprägen eines negativen d-Stromes wird der Fluss in der d-Achse reduziert. Im Stoßkurzschluss aus diesem Betrieb heraus fließen dann geringere Ströme in der Statorwicklung, die zu einer geringeren Belastung der Magnete führen würden. Ein positiver d-Strom wird für diese Art von Maschinen nicht eingepreßt und muss daher nicht berücksichtigt werden. Bei einer belasteten Maschine können leicht abweichende Belastungen der Magnete auftreten, da bereits ein Strom in der Statorwicklung bei Einleitung des Klemmenkurzschlusses fließt.

In der Praxis werden Kurzschlüsse aus dem belasteten Zustand der Maschine heraus nicht durchgeführt, da die Belastung für die Prüfstände hoch wären. Aus diesem Grund werden Kurzschlüsse üblicherweise an der leerlaufenden und ungekuppelten elektrischen Maschine durchgeführt.

Im folgenden wird der dreiphasige Stoßkurzschluss aus dem Leerlauf heraus betrachtet, da dieser im vollen Umfang für jede elektrische Maschine in der Praxis nachvollzogen werden kann. Die elektrische Maschine darf von diesem dreiphasigen Stoßkurzschluss als selten vorkommenden Ereignis keinen Schaden davontragen – sowohl im magnetischen und elektrischen Kreis als auch in allen mechanischen Komponenten. Der magnetische und elektrische Kreis sollen in dieser Arbeit untersucht werden.

Die Theorie zu Kurzschlüssen bei PMSM wird wie z.B. auch in [Bin12] auf der Theorie von [Bon62] zur elektrisch erregten Synchronmaschine aufgebaut. Hierbei werden die Ströme in der Statorwicklung nach einem Stoßkurzschluss der leerlaufenden elektrischen Maschine beschrieben.



Die Stromgleichungen, die für die elektrisch erregte Synchronmaschine gelten und in den obigen Quellen für den dreiphasigen Stoßkurzschluss vom Leerlauf aus aufgestellt wurden, können auch für die PMSM mit Oberflächenmagneten verwendet werden. Diese müssen jedoch angepasst werden, denn anders als die elektrisch erregte Synchronmaschine besitzt die PMSM für die magnetische Erregung der elektrischen Maschine über den Rotor keine Feldwicklung. Außerdem wird bei PMSM die Rückwirkung der Wirbelströme auf das magnetische Feld vernachlässigt, da diese klein ist. Auf das dynamische Verhalten einer PMSM haben die Wirbelströme somit kaum einen Einfluss.

Unter der Annahme, dass während des Stoßkurzschlusses die Drehzahl konstant ist und die Reaktanzen entsprechend Kapitel 3.7 existieren, wird der Verlauf des Stromverlaufes hergeleitet. Dabei wird zunächst allgemein von der elektrisch erregten Synchronmaschine ausgegangen:

Nach dem Eintreten des dreiphasigen Stoßkurzschlusses bei konstanter Drehzahl folgt der Verlauf der Ströme im dq-System entsprechend der analytischen Herleitung für die elektrisch erregte Synchronmaschine nach [Bin12] in der d-Achse

$$i_d(t) = - u_p \left[ \frac{1}{X_d} + \left( \frac{1}{X'_d} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot e^{-t/T'_d} + \left( \frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X'_d} \right) \cdot e^{-t/T''_d} - \frac{1}{X''_d} \cdot e^{-t/T_a} \cdot \cos(\omega t) \right] \quad (4.1)$$

und q-Achse

$$i_q(t) = - \frac{u_p}{X''_q} \cdot e^{-t/T_a} \cdot \sin(\omega t). \quad (4.2)$$

Dieser Verlauf ergibt sich, wenn der Kurzschluss bei einem Flussmaximum in einer Phase eingeleitet wird. Hier besteht keine Winkelabhängigkeit von der Statorspannung, da nur der Fall des Flussmaximums betrachtet wird.

Für spätere Betrachtungen wird auch die Darstellung im statorfesten Koordinatensystem benötigt:

$$\begin{aligned}
 i_U(t) = & - u_p \cdot \left[ \frac{1}{\overline{X}_d} + \left( \frac{1}{\overline{X}'_d} - \frac{1}{\overline{X}_d} \right) \cdot e^{-t/T'_d} + \left( \frac{1}{\overline{X}''_d} - \frac{1}{\overline{X}'_d} \right) \cdot e^{-t/T''_d} \right] \\
 & \cdot \cos(\omega t + \gamma_0) \\
 & + u_p \cdot \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{1}{\overline{X}''_d} + \frac{1}{\overline{X}''_q} \right) \cdot \cos(\gamma_0) + \frac{1}{2} \left( \frac{1}{\overline{X}''_d} - \frac{1}{\overline{X}''_q} \right) \right. \\
 & \left. \cdot \cos(2\omega t + \gamma_0) \right] \cdot e^{-t/T_a} \tag{4.3}
 \end{aligned}$$

In dieser Darstellung wird der Winkel  $\gamma_0$  für die Lage der d-Achse zur Wicklungsachse der Phase U eingeführt. Es ist somit eine Abhängigkeit von der Spannungsphasenlage gegeben. Für die Phasen V und W erhöht sich dieser um  $120^\circ$  bzw.  $240^\circ$ . Weiter gelten die Annahmen, dass der Kurzschluss zu jenem Zeitpunkt erfolgt, zu welchem die Spannung in Phase U

$$u_U(t) = -u_p \cdot \sin(\omega t + \gamma_0) = 0 \text{ V} \tag{4.4}$$

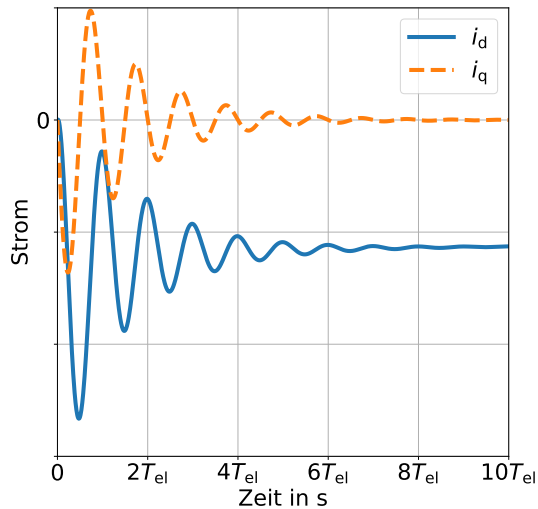
und damit der Fluss maximal ist. Diese Bedingung ist für Phase U erfüllt, wenn  $\gamma_0 = 0$  ist. Die Wicklungsachsen der Phase U und die der d-Achse stimmen dann überein und man erhält wiederum Gleichung 4.1 und 4.2 über die Transformation in das dq-System.

Da der Kurzschluss aus dem Leerlauf heraus erfolgt, sind die Ströme in den Phasen U,V und W vor dem Kurzschluss Null und die ohmschen Widerstände werden in der Herleitung nach [Bin12] gegenüber den wirksamen Reaktanzen als klein angenommen.

Eine detaillierte Herleitung und Definition der Reaktanzen und Zeitkonstanten ist in [Bin12] zu finden. Diese wird in vorliegender Arbeit jedoch nicht benötigt, da später die Werte über ein alternatives Verfahren bestimmt werden. In Abbildung 4.1 ist ein exemplarischer Stromverlauf im dq-System dargestellt.

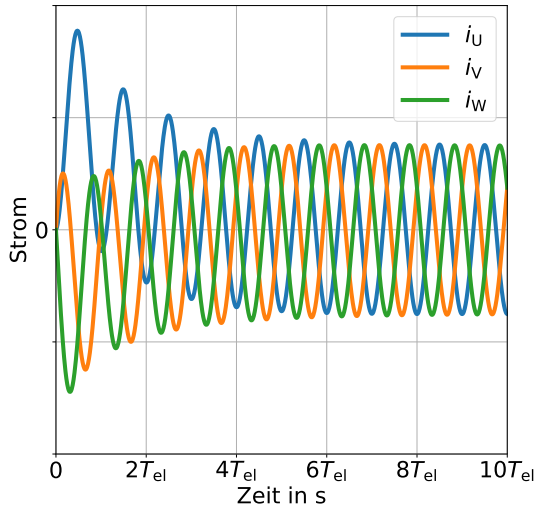
Die PMSM wird zunächst im Leerlauf angetrieben und die Ströme sind zum Kurzschlusszeitpunkt Null. Nach dem plötzlichen Kurzschluss schwingt der

q-Strom negativ auf, um das System abzubremesen. Der Einfluss auf die Drehzahl wird jedoch nicht berücksichtigt, da das System träge ist. Nach einigen Oszillationen, wobei auch positive Werte für den q-Strom erreicht werden, strebt dieser gegen Null. Der d-Strom wiederum ist permanent im negativen Bereich. Nachdem die transienten und subtransienten Vorgänge abgeklungen sind, geht der d-Strom in den stationären Wert über.



**Abbildung 4.1:** Beispiel für den Verlauf des Kurzschlussstroms im dq-System

Für die gleichen Parameter ist der entsprechend Verlauf der Phasenströme in Abbildung 4.2 wiedergegeben.



**Abbildung 4.2:** Beispiel für den Verlauf des Kurzschlussstroms der Phasen U, V und W

In einem weiteren Schritt werden die Gleichungen 4.1 und 4.2 vereinfacht. Für den Fall, dass subtransiente Effekte in der PMSM berücksichtigt werden sollen aber keine transienten Effekte dargestellt werden müssen, da keine elektrische Erregung im Rotor betrachtet werden muss, ergibt sich:

$$i_d(t) = -u_p \left[ \frac{1}{X_d} + \left( \frac{1}{X_d''} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot e^{-t/T_d''} - \frac{1}{X_d''} \cdot e^{-t/T_a} \cdot \cos(\omega t) \right] \quad (4.5)$$

und

$$i_q(t) = -\frac{u_p}{X_q''} \cdot e^{-t/T_a} \cdot \sin(\omega t). \quad (4.6)$$

Es gilt  $X_d' = X_d$ . Diese Darstellung wird später benötigt. Die gewonnene Darstellung wird z.B. auch in [Sti14] verwendet.

Für den einfachsten Fall, wenn keine subtransienten Effekte auftreten, werden alle Reaktanzen in der jeweiligen Achse gleich gesetzt. Die PMSM mit Oberflächenmagneten besitzt keinen oder nur einen sehr kleinen Unterschied in den magnetischen Achsen d und q. Folglich werden die vorhandenen Reaktanzen auch in d- und q-Richtung gleich gesetzt und man erhält:

$$i_d(t) = -u_p \left[ \frac{1}{X_d} - \frac{1}{X_d} \cdot e^{-t/T_a} \cdot \cos(\omega t) \right] \quad (4.7)$$

und

$$i_q(t) = -\frac{u_p}{X_d} \cdot e^{-t/T_a} \cdot \sin(\omega t). \quad (4.8)$$

In dieser letzten vereinfachten Darstellung lässt sich die Ankerzeitkonstante des Stators  $T_a = L_d/R_1$  über den Wicklungswiderstand und die synchrone Reaktanz mit  $L_d = X_d/\omega$  bestimmen.

## 4.2 Belastung der Magnete einer PMSM

In einer früheren Arbeit [Bra16a] wurde das Vorgehen zur Bestimmung der magnetischen Belastung der Permanentmagnete einer PMSM mit Oberflächenmagneten beschrieben und wird hier aufgegriffen.

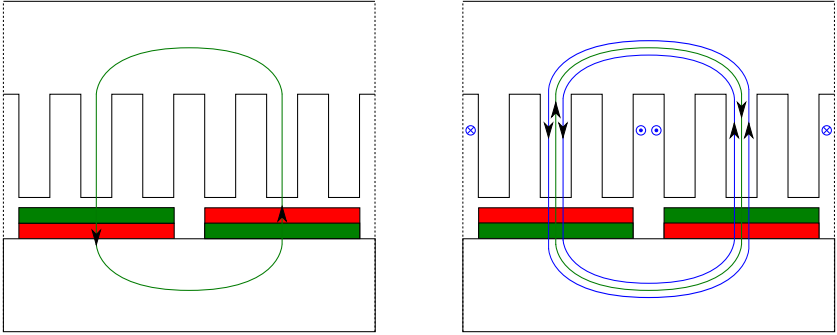
Die Magnetbelastung wird für den in Kapitel 4.1 beschriebenen dreiphasigen Stoßkurzschluss hergeleitet. Durch den Kurzschluss der Stator клемmen wird der magnetische Fluss im Stator „eingefroren“. Eine Flussänderung in einer Spule geht ausschließlich mit einer von Null verschiedenen Spannung einher.

Dies wird durch das Induktionsgesetz in Gleichung 3.12 beschrieben. Der Rotor dreht sich aufgrund seiner Trägheit mit gleicher Geschwindigkeit weiter. Nach einer halben elektrischen Periode stehen sich die magnetische Polmitte des drehenden Rotorfeldes und die feststehende Polmitte des Statorfeldes im Luftspalt gegenüber.

Der Kurzschluss aller Phasen wird zum Spannungsnulldurchgang einer Phase eingeleitet. In dieser Phase steht damit keine Spannung für eine Flussänderung zur Verfügung. Der Rotor dreht sich jedoch weiter. Der Fluss in dieser Phase ändert sich auch in der Überlagerung aus stehendem Statorfluss und weiter rotiertem Rotorfeld nicht. Somit muss sich in dieser Phase innerhalb der ersten halben elektrischen Periode ein Strom aufbauen, der in der Statorwicklung ein Fluss zur Folge hat. In der Überlagerung dieser zwei Flüsse (Stator und Rotor) ist dann wieder die Bedingung erfüllt, dass sich nach dem Stoßkurzschluss in der betrachteten Phase der verkettete Fluss nicht ändert. In den anderen zwei Phasen bauen sich auch Ströme auf. Jedoch sind diese Ströme kleiner, da die Flussverkettungen, aufgrund der Rotorstellung zum Kurzschlusszeitpunkt bei  $t = 0$  s, in diesen zwei Phasen geringer sind.

Somit wird die größte Belastung, die durch das magnetische Feld entsteht, beim Kurzschluss aus dem Leerlauf wie er in Kapitel 4.1 beschrieben wurde, nach genau einer halben elektrischen Periode erwartet. Dann ist der Strom in der Phase mit Spannung Null zum Zeitpunkt Null am größten und der Rotor ist in Richtung dieser Wicklungsachse ausgerichtet.

Diese zwei Zeitpunkte, der Leerlauf zum Zeitpunkt  $t = 0$  s und der Kurzschluss nach einer halben elektrischen Periode, sind in Abbildung 4.3 in der linearen Abwicklung von Stator und Rotor vereinfacht dargestellt. Von der Statorwicklung ist eine Phase dargestellt. Weiter wird für die analytische Berechnung angenommen, dass kein Streufluss von Pol zu Pol auftritt. Diese Vernachlässigung ist zulässig, wenn die Pollücke groß gegenüber der Luftspaltweite ist.



**Abbildung 4.3:** Vereinfachte Darstellung von Leerlauf bei  $t = 0$  s (links) und Kurzschluss zum Zeitpunkt  $t = T_{el}/2$  (rechts) anhand eines Polpaars

Für die Berechnung der Magnetbelastung wird in der analytischen Betrachtung der Zeitpunkt  $t = T_{el}/2$  nach Eintritt des Stoßkurzschlusses zum Zeitpunkt Null und Spannungsnulldurchgang in der Phasenspannung  $U$  betrachtet. Die Betrachtung erfolgt in dem zuvor eingeführten dq-System. Wertet man die Gleichungen 4.7 und 4.8 zu diesem Zeitpunkt aus, erhält man:

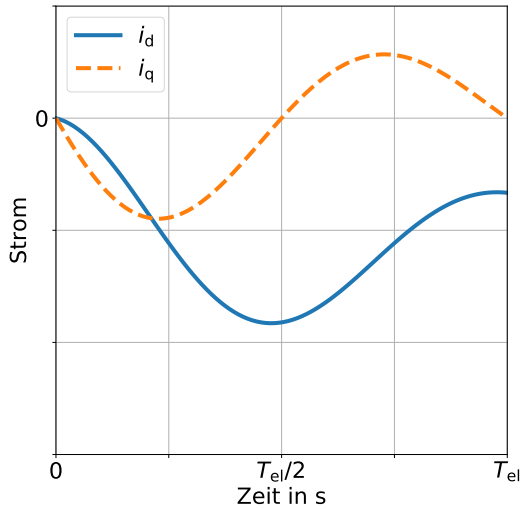
$$i_d \left( t = \frac{T_{el}}{2} \right) = i_{d,max} = -u_p \left[ \frac{1}{X_d} + \frac{1}{X_d} \cdot e^{-T_{el}/(2T_a)} \right] \quad (4.9)$$

und

$$i_q \left( t = \frac{T_{el}}{2} \right) = 0. \quad (4.10)$$

In Abbildung 4.4 ist der exemplarische Verlauf der Ströme im dq-System für eine Periode dargestellt.

Nach einer halben elektrischen Periode wird im Term für den d-Strom die Cosinus-Funktion zu  $-1$  und damit betragsmäßig maximal. Die Sinus-Funktion in der Bestimmungsgleichung für den q-Strom wird zu 0 und somit eliminiert. Im dq-System tritt unter den getroffenen Annahmen zu diesem Zeitpunkt, der in der dreiphasigen statorfesten Darstellung auch den maximalen Strom markiert, ein reiner d-Strom auf.



**Abbildung 4.4:** Beispiel für den Verlauf des Kurzschlussstroms im dq-System nach Gleichung 4.7 und 4.8

Diese Tatsache vereinfacht die weitere Betrachtung der Belastung von den Magneten durch die Statordurchflutung. Hierfür wird ebenfalls das Durchflutungsgesetz aus Kapitel 3.2 herangezogen, wobei nun die zu berücksichtigenden Statordurchflutung  $\Theta_d$  ist und nicht Null wie zuvor.

Zur Berücksichtigung der Nutung in Stator und Rotor sowie für die magnetischen Spannungsabfälle im Eisen werden die gleichen Faktoren verwendet. Erneut wird die Gleichheit von magnetischem Fluss in den Magneten und dem Luftspalt vorausgesetzt. Die Annahmen aus Kapitel 3.2 sind weiterhin gültig, da die Ströme im Kurzschluss für die betrachteten Maschinen nicht so hoch werden, als dass das Elektroblech stark gesättigt wird.

Man erhält

$$H_{\text{mag}} \cdot h_{\text{mag}} + H_{\delta} \cdot \delta \cdot k_{\text{sat}} \cdot k_c = \Theta_d \quad (4.11)$$



als Gleichung für das Durchflutungsgesetz mit einer Statordurchflutung in der Magnetisierungsrichtung. Sie wird nicht nach der magnetischen Flussdichte sondern nach der magnetischen Feldstärke aufgelöst. So resultiert folgende Gleichung:

$$H_{\text{mag}} = \frac{\frac{\Theta_d}{\delta \cdot k_{\text{sat}} \cdot k_c \cdot \mu_{r,\text{mag}}} - \frac{B_{\text{rem}}}{\mu_0 \mu_{r,\text{mag}}}}{1 + \frac{h_{\text{mag}}}{\delta \cdot k_{\text{sat}} \cdot k_c \cdot \mu_{r,\text{mag}}}} \quad (4.12)$$

bzw.

$$H_{\text{mag}} = \frac{\Theta_d}{\delta k_{\text{sat}} k_c \mu_{r,\text{mag}} + h_{\text{mag}}} - \frac{\delta k_{\text{sat}} k_c \cdot B_{\text{rem}}}{\mu_0 \cdot (\delta k_{\text{sat}} k_c \mu_{r,\text{mag}} + h_{\text{mag}})}. \quad (4.13)$$

Die gewonnene Gleichung ist sowohl für den Leerlauf (Statordurchflutung  $\Theta_d = 0$ ) als auch für die Kurzschlussbetrachtung ( $\Theta_d \neq 0$ ) gültig.

Der zweite Summand stellt die magnetischen Feldstärke dar, die zur Magnetisierung der PMSM im Leerlauf notwendig ist.

Der erste Summand führt mit der entsprechenden Statordurchflutung zu einer Betriebspunktverschiebung auf der Magnetkurve zu größeren, negativen magnetischen Feldstärken und stellt damit eine größere Belastung für die Permanentmagnete dar. Gleichung 4.7 kann direkt entnommen werden, dass der d-Strom für den betrachteten Fall über den gesamten Zeitbereich negativ ist. Damit führt er während des Kurzschlusses zu einer zusätzlichen Belastung der Magnete.

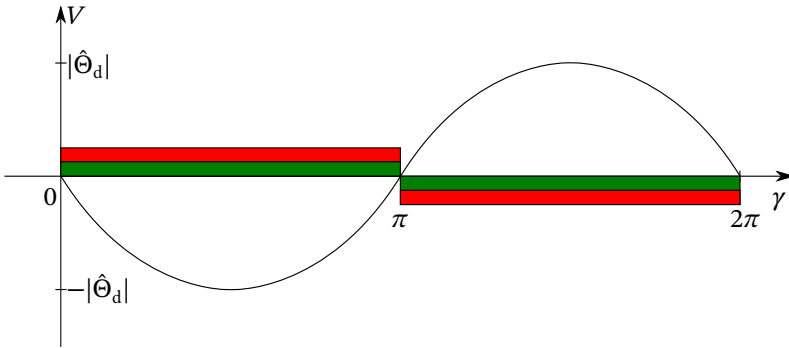
Die gesuchte Statordurchflutung entspricht dem Maximum der Felderregerkurve, die zu dem betrachteten Zeitpunkt nur aus dem d-Strom erzeugt wird. Die Felderregerkurve der Grundwelle aller drei Phasen mit Orts- und Zeitabhängigkeit kann allgemein nach [Bin12] durch:

$$V(\gamma, t) = \hat{V} \cdot \cos(\gamma - \omega t) \quad (4.14)$$

mit der Amplitude

$$\hat{V} = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{w}{p} \cdot \xi_1 \cdot \hat{i} \quad (4.15)$$

als Scheitelwert der Cosinus-Funktion beschrieben werden. Der Winkel  $\gamma$  läuft in dieser Darstellung von 0 bis  $2\pi$  über ein Polpaar. Das negative und positive Maximum der Felderreggerkurve liegt in der d-Achse bzw.  $180^\circ$  elektrisch dieser gegenüber; zum betrachteten Zeitpunkt liegt er den Polmitten bzw. Magnetmitten des Rotors gegenüber. Dabei wird für den maximalen Strom  $i_{d,\max}$  der Strom aus Gleichung 4.9 eingesetzt. Die Felderreggerkurve zu diesem Zeitpunkt und die Stellung zu den Magneten ist in Abbildung 4.5 dargestellt.



**Abbildung 4.5:** Grundwelle der Felderreggerkurve nach  $T_{el}/2$  im Kurzschluss in einer idealisierten Darstellung

Mit einem kontinuierlich verteilten Strombelag hat die Felderreggerkurve zu diesem Zeitpunkt die Form:

$$V(\gamma, t = T_{el}/2) = \hat{\Theta}_d \cdot \sin(\gamma - \omega \cdot T_{el}/2) = \hat{\Theta}_d \cdot \sin(\gamma - \pi). \quad (4.16)$$

Die Durchflutungsamplitude

$$\hat{\Theta}_d = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{w}{p} \cdot \xi_1 \cdot i_{d,\max} \quad (4.17)$$

wird für die weitere Berechnung der Magnetbelastung verwendet.

Die Magnete werden als eine Einheit betrachtet, die an jedem Ort die gleichen magnetischen Eigenschaften aufweisen. Daher muss für die Betrachtung der Magnetbelastung zunächst auch der Mittelwert der Durchflutung verwendet werden.

Diesen erhält man direkt aus der obigen Sinus-Funktion, indem man über einen Pol den Mittelwert bildet. Das entspricht dem Winkelbereich  $0 \dots \pi$ . Daraus resultiert:

$$\Theta_{d,\text{mittel}} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{\Theta}_d \quad (4.18)$$

Diesen setzt man in Gleichung 4.13 ein. Für die magnetische Feldstärke resultiert so nach dem eingetretenen Stoßkurzschluss im schlimmsten Fall aus dem Leerlauf der größte negative Wert. Die Magnete werden dabei als eine Einheit betrachtet.

Von großem Interesse ist ebenfalls die Belastung des Magneten an einzelnen Stellen des Magneten. Dafür kann Gleichung 4.13 verwendet werden, wenn statt dem Mittelwert der Durchflutung z.B. der maximale Wert der Statordurchflutung für die Polmitte und damit die Magnetmitte verwendet wird. Dann muss jedoch berücksichtigt werden, dass in der Gleichung die Nutung über den *Carter-Faktor* als Mittelwert berücksichtigt wird und nicht lokal. Somit kann relativ zum Stator die Stellung des Rotors nicht berücksichtigt werden. Außerdem wurde bei der Herleitung dieser Gleichung die zweidimensionale Ausbildung des Luftspaltfeldes vernachlässigt. Eine reine radiale Komponente der Feldlinien wurde ohne ein Streufluss, der sich von Pol zu Pol ausbilden kann, zu Grunde gelegt (siehe Kapitel 3.2).

Der Rotor wird bei den betrachteten PMSM aus Elektroblech aufgebaut. Die Wirbelströme im Blech können vernachlässigt werden, da diese Maßnahme

zusammen mit dem Siliziumgehalt die Wirbelströme stark reduzieren und keine merkliche Rückwirkung auf das magnetische Feld haben.

Auch die jeweiligen Magnetpole werden nicht aus einem einzelnen Magneten gebildet, sondern mit quaderförmigen Magneten aufgebaut. In [Mir10], [Dea08] und [Ede07] wird gezeigt, dass eine Segmentierung der Magnete (in axialer bzw. radialer Richtung der PMSM) die Wirbelströme bzw. die Verluste, die diese in den Magneten hervorrufen stark reduziert werden können. Außerdem wird in [Mir10] und [Dea08] gezeigt, dass die Rückwirkung der Wirbelströme auf das magnetische Feld keinen großen Einfluss hat und vernachlässigt werden darf, wenn eine geeignete Segmentierung ausgeführt ist.

Ein Unterschied der magnetischen Feldstärke in der Höhe der Magneten kann analytisch mit dieser Gleichung nicht abgebildet werden. Der Unterschied der Feldstärke zwischen Ober- und Unterkante der Magneten ist klein und muss bei der analytischen Betrachtung nicht berücksichtigt werden. Dieser Unterschied ergibt sich durch die zweidimensionale Feldverteilung. Die weitere analytische Betrachtungen erfolgt somit auf Basis des Mittelwertes für die magnetische Feldstärke in den Magneten.

Für eine exakte Betrachtung der Magnetbelastung wird zur Absicherung der analytischer Ergebnisse eine FEM Simulationen durchgeführt. Diese beinhaltet dann alle zweidimensionalen Einflüsse.

Für die Betrachtung der Magnetbelastung wird die magnetische Polarisation über der magnetischen Feldstärke aufgetragen. Man betrachtet nur noch die innere Eigenschaft des Magneten ohne den Flussanteil in Luft. Die magnetische Flussdichte erhält man als Überlagerung der magnetischen Polarisation und der magnetischen Feldstärke in Luft:

$$B_{\text{mag}}(H_{\text{mag}}) = J(H_{\text{mag}}) + \mu_0 \cdot H_{\text{mag}} \quad (4.19)$$

In Abbildung 4.6 ist ein Beispiel für die magnetische Polarisation eines Permanentmagneten dargestellt. Diese ist über die temperaturabhängigen Achsenabschnitte der Remanenz und Koerzitivfeldstärke der magnetischen Polarisation definiert (siehe Abbildung A.3 und A.4 im Anhang). Typischerweise

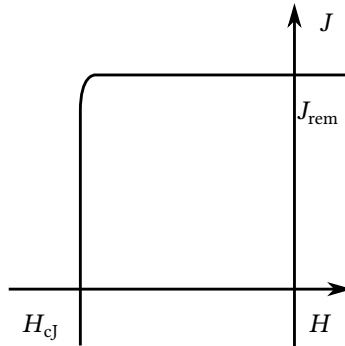


Abbildung 4.6: J-H-Kurve eines Permanentmagneten

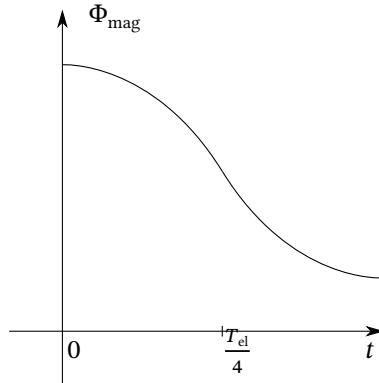
besitzen NdFeB-Magnete kein scharfes Eck, sondern eine Rundung am Übergang, bevor die magnetische Polarisation von einem positiven auf einen negativen Wert springt. Damit keine Entmagnetisierung des Permanentmagneten auftritt, dürfen beim Betrieb der PMSM und im Fehlerfall sowohl die Koerzitivfeldstärke der magnetischen Polarisation als auch die Rundung nicht überschritten werden.

Bleibt die magnetische Feldstärke in den Permanentmagneten während des Kurzschlusses unterhalb der Entmagnetisierungsgrenze, erfolgt durch die Statordurchflutung in  $d$ -Richtung eine Veränderung des Arbeitspunktes hin zu geringeren magnetischen Flussdichten. Die Änderung der magnetischen Flussdichte hat unmittelbar als Resultat, dass sich auch der Fluss der Permanentmagnete ändert. Im Folgenden wird angenommen, dass diese Änderung durch einen konstanten Anteil und eine Cosinus-Funktion beschrieben werden kann. In Abbildung 4.7 ist für den Zeitraum  $t = 0, \dots, T_{el}/2$  diese Änderung des magnetischen Flusses der Permanentmagneten dargestellt.

Der Fluss der Magnete wird in weiteren Betrachtungen mit der Formel

$$\Phi_{\text{mag}}(t) = \Phi_{\text{mag,konst}} + \Phi_{\text{mag,alt}} \cdot \cos(\omega t), \quad t = 0, \dots, T_{el}/2 \quad (4.20)$$

dargestellt. Dieser Magnetfluss darf nicht mit dem verketteten Fluss  $\Psi_{PM}$  aus den vorangegangenen Kapitel verwechselt werden. Dieser ist nämlich mit der Statorwicklung verkettet.



**Abbildung 4.7:** Idealisierter Verlauf des Magnetflusses nach dem Kurzschluss

Diese vereinfachte Form der analytischen Beschreibung wird für die erste halbe Periode gewählt. Der Einfluss der natürlichen Exponentialfunktion aus Gleichung 4.7 im Verlauf des magnetischen Flusses bleibt vernachlässigt. Es wird dennoch der maximale d-Strom verwendet, womit in dem Amplitudenwert des magnetischen Flusses kein Fehler gemacht wird. Durch diese Modellierung können weitere Betrachtungen erleichtert werden.

Für spätere Zeitpunkte  $t > T_{el}/2$  ist die Betrachtung nicht mehr gültig, da der Einfluss der dämpfenden natürlichen Exponentialfunktion stark in das Ergebnis eingeht und der Kurzschlussstrom in den Dauerkurzschlussstrom übergeht.

Der q-Strom, der zwischen den Zeitpunkten 0 s und  $T_{el}/2$  nach Gleichung 4.8 auftritt, muss in der Fluss-Berechnung über einen Magneten nicht betrachtet werden. Da die Felderregerkurve des q-Stroms eine ungerade Funktion um die d-Achse in der Magnetmitte ist, heben sich diese Anteile bei der Berechnung des Magnetflusses im Mittel auf.

## 5 Reduktion der Magnetbelastung

Im Folgenden soll skizziert werden, wie die Magnetbelastung durch das zusätzliche Einbringen von kurzgeschlossenen Spulen im Rotor reduziert werden kann. Zunächst wird beschrieben, wie dabei vorgegangen werden kann und wo diese Spulen zu platzieren sind.

Für die weitere Beschreibung der physikalischen Effekte werden die hierfür notwendigen Parameter hergeleitet. Es wird eine Differentialgleichung für den Spulenstrom aufgestellt. Dabei wird die Einschränkung getroffen, dass die Effekte im Rotor während des Stoßkurzschlusses keinen Einfluss auf die Vorgänge im Stator haben. Damit kann eine aufwendige Iteration der Berechnungsvorgänge vermieden und eine geradlinige Herleitung dargestellt werden. Jedoch wird damit in Kauf genommen, dass die Statorgrößen in der Analytik nicht mehr exakt dargestellt sind.

Die Differentialgleichung für den Rotorspulenstrom wird gelöst. Weiter wird dargestellt, wie dieser Strom im Stoßkurzschlussfall die Magnetbelastung reduziert. Abschließend werden einige grundsätzliche Regeln für das Design der Rotorspulen aufgestellt und zusammengefasst.

### 5.1 Kurzgeschlossene Spulen im Rotor

Die einfache Beschreibung des magnetischen Flusses nach dem vorangegangenen Kapitel wird für das Ereignis des dreiphasigen Stoßkurzschlusses aufgegriffen. Danach kann für die erste halbe elektrische Periode nach Eintreten des Ereignisses die Änderung des von den Magneten erzeugten magnetischen

Flusses in einer rotorfesten Darstellung über eine Kosinusfunktion beschrieben werden. Die Modellierung bildet in dem betrachteten Zeitraum ebenfalls die mittlere Belastung der Magneten mit der magnetischen Flussdichte ab. Diese kann in eine magnetische Feldstärke umgerechnet werden.

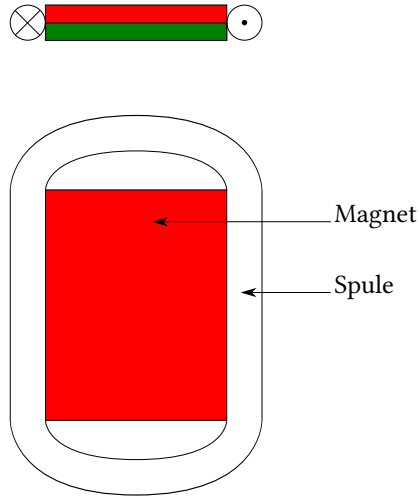
Diese Änderung des magnetischen Flusses eines jeden Rotorpoles soll dafür genutzt werden, die Belastung der Magnete während des Stoßkurzschlusses zu reduzieren – nämlich indem ein magnetisches Feld aufgebaut wird, das der Flussänderung entgegenwirkt. Erstmals wurde der Ansatz in der früheren Arbeit [Bra16b] beschrieben.

Der Aufbau eines wie oben beschriebenen magnetischen Feldes kann dadurch erreicht werden, indem um alle Rotorpole je eine elektrisch leitfähige und an den Enden kurzgeschlossene Spule positioniert wird. Die Spulen werden so angeordnet, dass sie mit dem Fluss eines magnetischen Rotorpoles bestmöglich verkettet sind. Dafür müssen die Spulen die Magneten eines Poles komplett umschließen und möglichst nahe zu diesen platziert sein. In Abbildung 5.1 wird dies vereinfacht dargestellt. In der Darstellung wird nicht unterschieden, ob der Pol durch einen oder mehrere Magnete gebildet wird. Im oberen Bild ist die Magnetisierungsrichtung des Magneten durch einen Pfeil angedeutet. Auch der mögliche Stromfluss in der Spule wird durch die Spitze und durch das Ende eines Pfeils in die Papierebene hinein angezeigt.

Die Spulen rotieren mit der gleichen Frequenz und Geschwindigkeit wie die anderen Teile des Rotors, also auch mit den Magneten. Die Spulen werden vom selben Fluss der Magnete durchdrungen. Dadurch werden sie z.B. im Leerlauf von einem konstanten, für die Spulen stehenden Fluss durchdrungen, auch wenn der Rotor sich dreht und für den Stator ein rotierendes Feld erzeugt.

Der Einfluss der Nutung führt zu Oberwellen des magnetischen Feldes im Luftspalt. PMSM mit Oberflächenmagneten besitzen einen großen Luftspalt, sodass deren Einfluss auf die Verluste im Rotor vernachlässigt werden können. Die Einbrüche des magnetischen Felds unterhalb der Nuten im Luftspalt, spielen für den Rotor kaum eine Rolle, da sich das Feld über die große Länge des Luftspaltes harmonisieren kann.





**Abbildung 5.1:** Rotorspule um ein Magnetpol

Durch die Verkettung der Spulen mit dem Magnetfluss induziert die in [Abbildung 4.7](#) dargestellte Änderung dieses Flusses nach dem Induktionsgesetz und Gleichung [3.12](#) eine Spannung in den Spulen. Die Spulen sind an ihren Enden verbunden. Hierdurch bilden diese einen elektrischen Kurzschluss und die induzierte Spannung treibt einen Strom in den Rotorspulen. Der Stromfluss in den Spulen hat wiederum einen magnetischen Fluss als Konsequenz. Der Spulenfluss und der Magnetfluss überlagern sich zu einem resultierenden Fluss. Dadurch werden die Magnete entlastet; eine geringere magnetische Feldstärke tritt auf, als wenn keine Rotorspulen um die Magnete positioniert wären. Dies gilt sowohl im Mittel als auch in der maximalen magnetischen Feldstärke. Der Effekt ist auch bekannt als die *Lenz'sche Regel* [[Tip06](#)].

Dieser Vorgang ist nicht stationär und muss in seinem zeitlichen Verlauf untersucht werden.

## 5.2 Bestimmung der Spulenparameter

Die Spulenparameter werden folgend für je eine Spule berechnet. Alle magnetischen Rotorpole – und damit auch die Spulen – sind identisch aufgebaut, damit keine Unsymmetrie im magnetischen Kreis gebildet wird.

### 5.2.1 Hauptinduktivität

Die Hauptinduktivität wird über das bereits eingeführte Durchflutungsgesetz mit Gleichung 3.8 bestimmt, indem dieses auf die Geometrie in Abbildung 5.2 angewandt wird. Es wird ein Polpaar dargestellt.

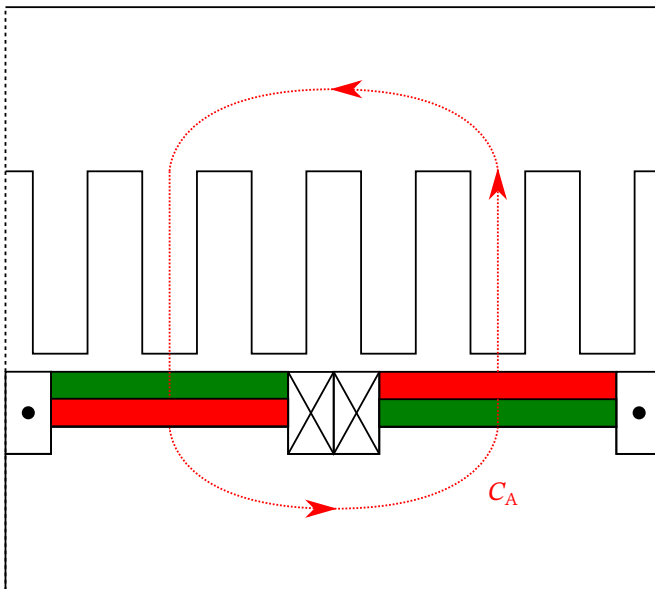


Abbildung 5.2: Integrationsweg zur Bestimmung der Hauptinduktivität für die Rotorpole

Im Rotor ist nun eine Durchflutung  $\Theta_2$  durch den Strom  $i_2$  und der Windungszahl  $N_2$  für die Rotorspulen zu berücksichtigen. Der Luftspalt ist mit dem äquivalenten Luftspalt abgebildet, der den magnetischen Spannungsabfall im Elektrolech, die Permeabilität der Magneten und den Nutungseinfluss berücksichtigt. Das durch die Durchflutung  $\Theta_2$  erregte magnetische Feld wird nicht wie für die Statorinduktivität mit Hilfe einer Fourierreihe in Komponenten aufgeteilt. Für die Rotorspule wird die rechteckige Felderregerkurve zur Berechnung der Hauptinduktivität verwendet. Diese enthält neben dem erregten Grundfeld auch die Oberfelder. Auch die Oberfelder der Durchflutung  $\Theta_2$  tragen in ihrer Schutzwirkung über die gesamte Spulenbreite bzw. Magnetbreite bei, da die Spule bis zur Magnetkante reicht.

Dies geht auch mit den in Kapitel 3.4 eingeführten Annahmen zur Trennbarkeit der Felder einher. Nach ihnen überquert nur die Grundwelle den Luftspalt; die jeweiligen Streufelder verbleiben auf den Hauptkomponenten (Stator und Rotor).

Da die Betrachtung der Rotorspulen ausschließlich rotorseitig erfolgt, können Grundfeld und Oberfelder in einer einzigen Induktivität zusammengefasst werden.

Abweichend zur Bestimmung der Statorinduktivitäten wird für den Rotor die Induktivität inklusive der Oberfelder als Hauptinduktivität bezeichnet. Die Hauptinduktivität soll an dieser Stelle die Wirksamkeit der Induktivität bezogen auf das magnetische Rotorfeld ausdrücken und nicht für eine Betrachtung auf der feststehenden Statorseite verwendet werden.

Der Index 2 wird für die Unterscheidung zu den bereits eingeführten Statorgrößen verwendet. Es führt

$$2 \cdot \delta_e \cdot H_{\delta} = 2 \cdot \Theta_2 \quad (5.1)$$

auf

$$\delta_e \cdot H_{\delta} = w_2 \cdot i_2. \quad (5.2)$$

Außerdem gilt der Zusammenhang zwischen Flussverkettung einer Spule und dem geführten Strom

$$\Psi = L_{2,h} \cdot i_2. \quad (5.3)$$

Die Flussverkettung wird aus der magnetischen Flussdichte durch die Spule, die Spulenfläche und die Spulenwindungszahl zu

$$\Psi = w_2 B_\delta A_{2,sp} \quad (5.4)$$

bestimmt. Da die Spule direkt am Magneten anliegt, entspricht die Spulenweite der Magnetbreite  $b_{\text{mag}}$  und die Länge der Spule der Eisenlänge  $l_{\text{Fe}}$ . Es folgt für die Spulen- bzw. Magnetfläche

$$A_{2,sp} = A_{\text{mag}} = b_{\text{mag}} \cdot l_{\text{Fe}}. \quad (5.5)$$

Die magnetische Permeabilität des Magneten ist in etwa Eins und wird in der äquivalenten Luftspaltweite berücksichtigt. Somit kann für den Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke und magnetischer Flussdichte wieder der lineare Zusammenhang  $B_\delta = \mu_0 \cdot H_\delta$  herangezogen werden. Die Gleichungen 5.2 - 5.5 führen so auf die Hauptinduktivität

$$L_{2,h} = \mu_0 \cdot w_2^2 \cdot \frac{b_{\text{mag}} \cdot l_{\text{Fe}}}{\delta_e} \quad (5.6)$$

einer einzelnen Rotorspule.

## 5.2.2 Streuinduktivität

Die Streuinduktivität einer Rotorspule setzt sich aus den Einzelstrefeldern:

- Nutstreuung (Index n) und Zahnkopfstreuung (Index z)
- Wickelkopfstreuung (Index wk)

zusammen. Eine Oberwellenstreuung wird nicht eingeführt, da diese Oberfelder bereits in der Hauptinduktivität  $L_{2,h}$  enthalten sind.

Ist im Rotor keine Nutung für das Unterbringen der Spulen vorgesehen so wird anstelle der Nut- und Zahnkopfsteuerung die Leitersteuerung (Index l) berücksichtigt.

### Nut- und Zahnkopfsteuerung

Die Nutsteuerung wird ausgehend von Gleichung 3.47 berechnet. Diese muss modifiziert werden. Da in einer Nut für die Rotorspulen zwei Spulenhälften liegen (siehe Abbildung 5.2), muss auch in der Gleichung die doppelte Windungszahl berücksichtigt werden. Für den Fall dass zwei Spulenhälften in einer Nut liegen und die Phasen Anzahl im Rotor  $m_2 = 1$  ist, ist die Lochzahl für den Rotor im betrachteten Fall

$$q_2 = \frac{N_2}{2pm_2} = 1. \quad (5.7)$$

Denn die Rotornutenzahl  $N_2$  ist gleich der Polzahl  $2p$ . Schließlich muss das Ergebnis noch durch die Anzahl der Pole geteilt werden, da nur eine Spule pro Pol betrachtet wird.

Es folgt für die Nutsteuerung der Rotorspulen

$$L_{2,\sigma,nz} = 4\mu_0 l_{Fe} \cdot w_2^2 \cdot \lambda_{2,nz}. \quad (5.8)$$

Die Leitwertzahl der Nutsteuerung ist

$$\lambda_{2,n} = \frac{h_{2,n}}{3 \cdot b_{2,n}} \quad (5.9)$$

für die in Abbildung 5.3 dargestellte Geometrie.

Die Leitwertzahl der Zahnkopfsteuerung wird entsprechend der Abbildung 3.7 entnommen und dabei für den Quotienten  $b_{2,n}/\delta_e$  eingesetzt. Es folgt für die zusammengesetzte Leitwertzahl:

$$\lambda_{2,nz} = \lambda_{2,n} + \lambda_{2,z}. \quad (5.10)$$

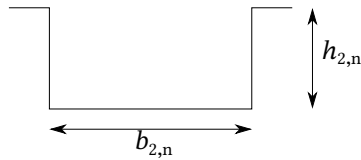


Abbildung 5.3: Rotornutgeometrie

### Leiterstreuung

Die Leiterstreuung ersetzt die Nut- und Zahnkopfstreuung, wenn keine Rotornuten vorhanden sind. Aus [Küp13] kann entnommen werden, dass zwei elektrische Leiter mit dem Radius  $r_l$  und die in Luft parallel zueinander mit dem Abstand  $a_l$  angeordnet sind. Ebenfalls zu entnehmen ist, dass eine Induktivität zugeordnet werden kann, wenn diese den gleichen Strombetrag, jedoch in entgegengesetzter Richtung tragen. Bei einer Leiterlänge  $l_l$  ergibt sich nach [Küp13] für die Doppelleitung eine Induktivität von

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot l_l \cdot \ln \frac{a_l}{r_l}. \quad (5.11)$$

In der hier betrachteten Geometrie hat der Leiterbereich der Spule keine Kreisform. Anstelle dessen wird die halbe Breite des Leiterbereichs verwendet. Der Abstand der Leiter entspricht genau der Magnetbreite, wenn die Pollücke komplett mit zwei Spulenhälften gefüllt wird. Die Länge der Leiter ist bei der betrachteten Spule gleich der Eisenlänge.

Da an einer Seite der Leiter direkt das Elektroblech des Rotors anschließt, muss in der Modellierung der Streuweg reduziert betrachtet werden. Für ein in etwa quadratisches Leitergebiet wird der Streuweg um  $3/4$  verkürzt bzw. die Induktivität um den Faktor  $4/3$  für die Abschätzung der Leiterstreuung erhöht.

Damit erhält man als Bestimmungsgleichung für die Leiterstreuung:

$$L_{2,\sigma,l} = \frac{4}{3} \cdot \frac{\mu_0}{\pi} \cdot l_{\text{Fe}} \cdot \ln \frac{b_{\text{mag}}}{b_l/2}. \quad (5.12)$$

Die abgeschätzte Induktivität berücksichtigt nur den Feldverlauf außerhalb des Leiterbereichs (äußere Induktivität). Die innere Induktivität, welche die Feldlinien im inneren des Leiters berücksichtigen würde, ist gegenüber der äußeren Wirkung sehr klein und kann daher vernachlässigt werden.

### Wickelkopfstreuung

Die Wickelkopfstreuung wird ausgehend von Gleichung 3.51 bestimmt. Die Induktivität wird jedoch nur für einen Pol bestimmt und daher durch die Anzahl an Polen geteilt. Dies führt auf

$$L_{2,\sigma,\text{wk}} = 4\mu_0 l_{2,\text{wk}} \cdot w_2^2 \cdot \lambda_{2,\text{wk}} \quad (5.13)$$

mit der Spulenwindungszahl  $w_2$  und der Wickelkopflänge  $l_{2,\text{wk}}$ . Der Leitwert wird ausgehend von [Mül08] für eine einphasige Einschichtwicklung zu  $\lambda_{2,\text{wk}} = 0,12$  angenommen.

Die Gesamtstreuung einer Rotorspule setzt sich zusammen aus der Summe der einzelnen Streuungen zu

$$L_{2,\sigma} = L_{2,\sigma,\text{n}} + L_{2,\sigma,\text{wk}} \quad (5.14)$$

mit Nutung bzw.

$$L_{2,\sigma} = L_{2,\sigma,\text{l}} + L_{2,\sigma,\text{wk}} \quad (5.15)$$

ohne Nuten in der Rotoroberfläche.

### 5.2.3 Widerstand

Der Widerstand einer Rotorspule berechnet sich zu

$$R_2 = w_2 \cdot \frac{l_{2,\text{w}}}{\kappa A_{2,\text{w}}} \quad (5.16)$$

aus der Spulenwindungszahl  $w_2$  der Spulenwindungslänge  $l_{2,w}$  und dem Windungsquerschnitt  $A_{2,w}$ . Die elektrische Leitfähigkeit wird entsprechend der Gleichung 3.57 für die Betriebstemperatur eingesetzt.

### 5.2.4 Fluss der die offene Spule durchsetzt

Die Änderung des Flusses, der die offene Rotorspule durchsetzt, soll ausgehend von der am Ende des Kapitel 4.2 eingeführten Gleichung

$$\Phi_{\text{mag}}(t) = \Phi_{\text{mag,konst}} + \Phi_{\text{mag,alt}} \cdot \cos(\omega t), \quad t = 0, \dots, T_{\text{el}}/2 \quad (5.17)$$

beschrieben werden. Der Fluss der Permanentmagnete entspricht dem Fluss durch die offene Rotorspule unter Berücksichtigung der Spulenwindungszahl für die Verkettung, da die Spule direkt um den Magnetpol positioniert wird:

$$\Psi_{2,\text{sp,offen}}(t) = \Psi_{\text{mag,offen}} = w_2 \cdot \Phi_{\text{mag}}(t) \quad (5.18)$$

Zum Zeitpunkt  $t = 0$  s tritt der Stoßkurzschluss ein. Da dieser aus dem Leerlauf heraus erfolgt und durch den Kurzschluss zu diesem Zeitpunkt noch keine Flussveränderung hervorgerufen wurde, entspricht der Fluss durch die offene Spule dem Fluss im Leerlauf. Es gilt also

$$\Phi_{\text{mag}}(t = 0 \text{ s}) = \Phi_{\text{LL}}. \quad (5.19)$$

Nach einer halben elektrischen Periode hat sich der magnetischen Fluss auf ein Minimum reduziert. Grund hierfür ist der Statorstrom, der entsprechend Kapitel 4.2 im Kurzschluss die Magnete belastet.

Der Fluss durch die offene Spule entspricht:

$$\Phi_{\text{mag}}(t = T_{\text{el}}/2) = \Phi_{\text{KS}}. \quad (5.20)$$

Der magnetische Fluss der Permanentmagnete  $\Phi_{\text{mag}}$  wird über die Querschnittsfläche der Permanentmagnete  $A_{\text{mag}}$  und die magnetische Flussdichte der Magnete zu den zwei betrachteten Zeitpunkten ermittelt.



Im linearen Betriebsbereich auf der Magnetisierungskurve der Permanentmagnete kann die magnetische Flussdichte aus der Gleichung 4.13 sowohl für den Leerlauf (Index LL) als auch für den Kurzschluss nach einer halben elektrischen Periode (Index KS) ermittelt werden. Setzt man Gleichung 5.19 und 5.20 in Gleichung 5.17, lassen sich die Flüsse

$$\Phi_{\text{mag,konst}} = \frac{\Phi_{\text{LL}} + \Phi_{\text{KS}}}{2} \quad (5.21)$$

und

$$\Phi_{\text{mag,alt}} = \frac{\Phi_{\text{LL}} - \Phi_{\text{KS}}}{2} \quad (5.22)$$

für den Flussverlauf bestimmen.

## 5.3 Analytische Beschreibung des Spulenstromes

Für die Herleitung des Stromes in der kurzgeschlossenen Rotorspule wird das Induktionsgesetz (siehe 3.12) aus Kapitel 3.1 für die offenen Leiterschleife herangezogen. Bei einer geschlossenen Spule bzw. Leiterschleife fällt die induzierte Spannung komplett über dem ohmschen Widerstand der Spule ab. Unter Berücksichtigung der Spulenwindungszahl ergibt sich damit allgemein

$$u_i = -\frac{d\Psi}{dt} = R \cdot i. \quad (5.23)$$

Eine Flussänderung in der Spule induziert eine Spannung, welche wiederum einen Strom durch die selbe Spule treibt.

Der Fluss durch die Spule im Rotor setzt sich aus zwei Komponenten zusammen.

Der magnetische Fluss  $\Psi_{2,\text{sp,offen}}$ , der durch die Magnete erzeugt wird, kann direkt aus Kapitel 5.2.4 übernommen werden und wird mit dem Zusatz *offen* zur

weiteren Unterscheidung versehen. Im Weiteren wird eine mögliche Rückwirkung der eingebrachten Rotorspule auf den Luftspaltfluss und die Kurzschlussströme im Stator vernachlässigt. Die Wirkung des Spulenstroms wird eingeschränkt auf den Spulenfluss und die magnetischen Größen in den Permanentmagneten.

Der Fluss  $\Psi_{2,\text{sp,eigen}}$ , der durch den Spulenstrom erzeugt wird, wird als Eigenfluss der Spule zur Unterscheidung mit dem Zusatz *eigen* versehen und ergibt sich aus

$$\Psi_{2,\text{sp,eigen}} = L_2 \cdot i_2. \quad (5.24)$$

Die Induktivität der Spule ist aus dem Kapitel 5.2 übernommen, wobei

$$L_2 = L_{2,\text{h}} + L_{2,\sigma} \quad (5.25)$$

aus der Summe von Haupt- und Streuinduktivität gebildet wird. In der Überlagerung ergeben die zwei Flüsse

$$\Psi_{2,\text{sp}} = \Psi_{2,\text{sp,offen}} + \Psi_{2,\text{sp,eigen}} \quad (5.26)$$

den Gesamtfluss der Rotorspule im kurzgeschlossenen Zustand, der auch zu

$$\Psi_{2,\text{sp}} = \Psi_{2,\text{sp,offen}} + L_2 \cdot i_2 \quad (5.27)$$

formuliert werden kann und im Weiteren verwendet wird. Wird dieser in das Induktionsgesetz nach Gleichung 5.23 eingesetzt, so kann die Differentialgleichung

$$R_2 \cdot i_2 = -\frac{d\Psi_{2,\text{sp,offen}}}{dt} - \frac{di_2}{dt} \cdot L_2 \quad (5.28)$$

für den Strom in einer kurzgeschlossenen Rotorspule nach einem dreiphasigen Stoßkurzschluss der Stator клемmen aufgestellt werden. Diese wird in die Form

$$\frac{di_2}{dt} = -\frac{R_2}{L_2} \cdot i_2 - \frac{1}{L_2} \frac{d\Psi_{2,\text{sp,offen}}}{dt} \quad (5.29)$$

gebracht, um mit einem Ansatz und der Methode *Variation der Konstanten* nach [Fur06] zu lösen.  $R_2$  und  $L_2$  sind in der Betrachtung konstant. Insbesondere  $L_2$  ist damit unabhängig von der Eisensättigung modelliert.

Die Gleichung für den Spulenstrom ist nun in der Form einer linearen inhomogenen Differentialgleichung erster Ordnung.

Diese ist ausschließlich im Zeitbereich  $t = 0, \dots, T_{el}/2$  gültig, da nur für diesen die anregende Funktion aus Gleichung 5.17 definiert ist. Der Hinweis auf die zeitliche Einschränkung wird in der weiteren Herleitung und deren Zwischenschritte für eine bessere Lesbarkeit nicht dargestellt und erst wieder im Ergebnis aufgegriffen.

Eine homogene Lösung (Index h steht hier für homogen) ist

$$i_{2,h}(t) = e^{-\frac{R_2}{L_2} \cdot t}. \quad (5.30)$$

Eine partikuläre Lösung (Index p steht hier für partikulär) der inhomogenen Differentialgleichung ist

$$i_{2,p}(t) = -\frac{e^{-\frac{R_2}{L_2} \cdot t}}{L_2} \cdot \int e^{\frac{R_2}{L_2} \cdot t} \cdot \frac{d\Psi_{2,sp,offen}}{dt} dt \quad (5.31)$$

in einer bereits übersichtlicheren Form. Diese Gleichung mit dem unbestimmten Integral lässt sich nach [Bro06] zu

$$i_{2,p}(t) = \frac{\Psi_{mag,alt} \cdot \omega}{L_2} \cdot \frac{1}{\left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2 + \omega^2} \cdot \left(\frac{R_2}{L_2} \cdot \sin(\omega t) - \omega \cdot \cos(\omega t)\right) \quad (5.32)$$

überführen. Nun erscheint in der Lösung nur noch der alternierende Teil des magnetischen Flusses aus Gleichung 5.17, da der konstante Teil beim Bilden der Ableitung entfällt.

Aus der homogenen und der partikulären Lösung folgt die allgemeine Lösung

$$i_2(t) = C \cdot i_{2,h}(t) + i_{2,p}(t), \quad C \in \mathbb{R} \quad (5.33)$$

bzw.

$$\begin{aligned} i_2(t) &= C \cdot e^{-\frac{R_2}{L_2} \cdot t} \\ &+ \frac{\Psi_{\text{mag,alt}} \cdot \omega}{L_2} \cdot \frac{1}{\left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2 + \omega^2} \\ &\cdot \left(\frac{R_2}{L_2} \cdot \sin(\omega t) - \omega \cdot \cos(\omega t)\right), \quad C \in \mathbb{R}. \end{aligned} \quad (5.34)$$

Für die Bestimmung der Konstante  $C$  wird der Anfangswert betrachtet. Zu Beginn bzw. zum Zeitpunkt  $t = 0$  s führt die Spule im Rotor keinen Strom. Es gilt also

$$i_2(t = 0 \text{ s}) = 0 \text{ A}. \quad (5.35)$$

Diese Bedingung führt direkt auf die Konstante

$$C = \frac{\Psi_{\text{mag,alt}}}{L_2} \cdot \frac{\omega^2}{\left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2 + \omega^2}. \quad (5.36)$$

Wird die Konstante  $C$  in Gleichung 5.34 eingesetzt, so gelangt man über einigen Umformungen zu der Form

$$i_2(t) = \frac{\omega \cdot \Psi_{\text{mag,alt}}}{X_2} \cdot \frac{X_2^2}{R_2^2 + X_2^2} \cdot \left(\frac{R_2}{X_2} \cdot \sin(\omega t) - \cos(\omega t) + e^{-t/T_2}\right) \quad (5.37)$$

mit

$$X_2 = \omega \cdot L_2 = 2\pi f \cdot L_2 \quad (5.38)$$

und

$$T_2 = \frac{L_2}{R_2}. \quad (5.39)$$

Die Überlagerung der zwei Schwingungen in Gleichung 5.37 lassen sich zusammenführen und man erhält

$$i_2(t) = \frac{\omega \cdot \Psi_{\text{mag,alt}}}{X_2} \cdot \frac{X_2^2}{R_2^2 + X_2^2} \quad (5.40)$$

$$\cdot \left( \sqrt{\left(\frac{R_2}{X_2}\right)^2 + 1} \cdot \sin\left(\omega t - \arctan\left(\frac{X_2}{R_2}\right)\right) + e^{-t/T_2} \right),$$

$$t = 0, \dots, T_{\text{el}}/2.$$

Das Ergebnis für den Spulenstrom enthält verschiedene mathematische Funktionen. Der resultierende Strom setzt sich demnach aus einer harmonischen Schwingung mit einer Phasenverschiebung und einer abklingenden Exponentialfunktion zusammen. Im Ergebnis wird die Einschränkung auf den Zeitbereich  $t = 0, \dots, T_{\text{el}}/2$  angegeben, welcher zu Beginn der Herleitung für den Rotorstrom angenommen wurde.

In Abbildung 5.4 ist ein typischer Verlauf des Stromes in der Rotorspule über der Zeit dargestellt.

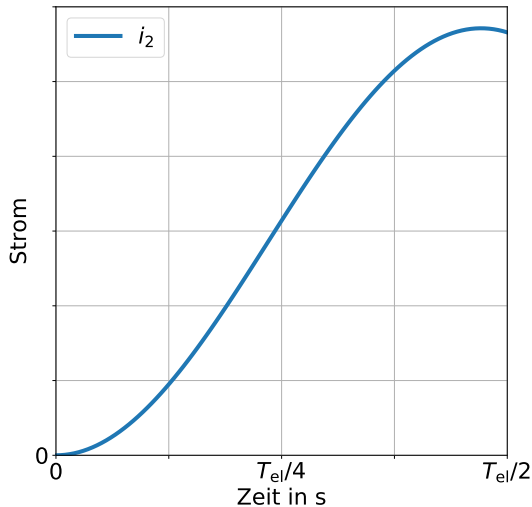


Abbildung 5.4: Beispiel für den Verlauf des Stromes in der Rotorspule

## 5.4 Bestimmung der reduzierten Magnetbelastung

Nach der Bestimmung des Stromes in der Rotorspule während des dreiphasigen Stoßkurzschlusses ist es von Interesse, dessen Wirkung auf die magnetische Feldstärke in den Permanentmagneten auszuwerten. Diese Wirkung wird in der Überlagerung des magnetischen Flusses im Bereich der Magnete sichtbar. Sie setzt sich abzüglich der Streuflüsse zusammen aus dem magnetischen Fluss der Permanentmagneten bei offenen Rotorspulen  $\Psi_{\text{mag,offen}}$  und dem durch den Stromfluss gebildeten magnetischen Fluss. Dieser wird als Hauptfluss der Rotorspule bezeichnet und ergibt sich zu

$$\Psi_{2,\text{sp,h}} = L_{2,\text{h}} \cdot i_2. \quad (5.41)$$

Die Überlagerung dieser zwei Flüsse

$$\Psi_{\text{mag,res}} = \Psi_{\text{mag,offen}} + \Psi_{2,\text{sp,h}} \quad (5.42)$$

ergibt die resultierende Flussverkettung, welche dem magnetischen Fluss entspricht. Mit der Magnetfläche  $A_{\text{mag}}$  und dem einfachen Zusammenhang zwischen magnetischer Flussdichte und magnetischer Feldstärke im Magneten

$$H_{\text{mag,res}} = \frac{B_{\text{mag,res}} - B_{\text{rem}}}{\mu} = \frac{\Psi_{\text{mag,res}}/A_{\text{mag}} - B_{\text{rem}}}{\mu} \quad (5.43)$$

erhält man entsprechend die mittlere magnetische Feldstärke im Magneten.

Diese ist mit der kurzgeschlossenen Spule im Rotor kleiner als ohne Rotor-spule, denn es gilt der folgende Zusammenhang:

Im Leerlauf ist der Fluss der Permanentmagnete größer als im Kurzschluss. Daher ist der alternierende magnetische Fluss in Gleichung 5.22 immer positiv. Da Widerstände und Reaktanzen immer positiv sind, ist im betrachteten Zeitraum auch der Spulenstrom (siehe Gleichung 5.40) ebenfalls positiv. Folglich gilt dies auch für den Rotorspulen-Hauptfluss nach Gleichung 5.41. In der Überlagerung der Flüsse von Magnet und Rotorspule (siehe Gleichung 5.42) resultiert ein höherer Fluss für die PMSM in der Ausführung mit Rotorspulen. Somit ist die magnetische Feldstärke in Gleichung 5.43 und der Entmagnetisierungskennlinie der Permanentmagneten weniger im negativen Bereich und der Magnet wird im Stoßkurzschluss weniger stark belastet.

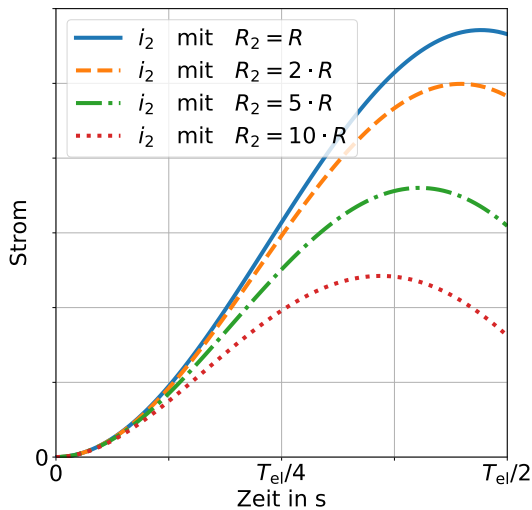
Es findet eine Entlastung der Permanentmagneten statt.

## 5.5 Anforderungen an das Spulendesign

Die Aufgabe der Spulen im Rotor ist, die magnetische Belastung im Stoßkurzschluss zu reduzieren. Bei der Einführung und dem Design der Spulen ist darauf zu achten, dass durch die zusätzlichen Spulen der Einfluss auf das ursprüngliche elektromagnetische Design gering gehalten wird und die Entlastung der Magnete möglichst groß ist.

In Gleichung 5.40 treten alle Größen auf, die bei der Auswahl der Spulen für den Rotor beeinflusst werden. Einzig  $\Psi_{\text{mag,alt}}$  ist durch das ursprüngliche elektromagnetische Design gegeben und wird daher für die anschließende Betrachtung als konstant und als nicht beeinflussbar angenommen. Der Spulenwiderstand, die Induktivität bzw. Reaktanz und deren Zusammensetzung sind maßgeblich für die Funktion der Rotorspulen und somit die Reduzierung der magnetischen Belastung für die Permanentmagnete verantwortlich.

Abbildung 5.5 stellt in einer Variation des Spulenwiderstandes den Einfluss auf den Strom in der Spule dar. Alle anderen Parameter wurden bei dieser Auswertung unverändert belassen.



**Abbildung 5.5:** Einfluss der Variation des Spulenwiderstandes auf den Spulenstrom



In der Darstellung werden zwei Einflüsse des Widerstandes auf den Spulenstrom sichtbar:

- Durch einen höheren Widerstand sinkt der resultierende Strom und damit die magnetische Entlastung.
- Durch ein kleineres Verhältnis von Spulenreaktanz zu Spulenwiderstand verschiebt sich das Maximum des Spulenstroms aufgrund der Phasenverschiebung in Gleichung 5.40 zu einem früheren Zeitpunkt hin. Auch dies ist ungünstig, da die größte Belastung im Magneten nach einer halben elektrischen Periode auftritt und der Spulenstrom bereits deutlich abgeklungen ist.

Daraus folgen Anforderungen bzw. Designregeln für die Rotorspulen:

Die Güte nach [Ber87] der Spule muss möglichst groß sein.

Der Wechselstromwiderstand soll so klein wie möglich sein. Dies kann erreicht werden, indem Leitermaterial mit einer möglichst hohen elektrischen Leitfähigkeit wie zum Beispiel Kupfer verwendet wird. Die Windungszahl der Spule sollte zu eins gewählt werden, damit die auftretende Spannung so gering wie möglich ist und damit auf ein aufwendiges Isolationssystem verzichtet werden kann. Hiermit kann der zur Verfügung stehende Platz effektiv genutzt werden. Außerdem sollte der Wickelkopf so klein wie möglich gestaltet werden, da auch dieser zur Spulenwindungslänge und folglich zum Widerstand beiträgt.

Der resultierende Strom in Gleichung 5.40 schwingt mit der elektrischen Frequenz  $\omega$  auf, die der elektrischen Frequenz im Stator entspricht. Diese ist bei elektrischen Maschinen, die direkt am Netz betrieben werden üblicherweise 50 Hz bzw. 60 Hz. Bei PMSM, die am Umrichter betrieben werden, kann diese Frequenz auch deutlich größer sein. Bei höheren elektrischen Frequenzen tritt ein Wirbelstromeffekt auf, der auch als Stromverdrängung bekannt ist und z.B. in [Küp13] beschrieben ist. Die Stromverdrängung sollte durch das Design so gering wie möglich gehalten werden, da dieser Effekt zu einer Erhöhung des Widerstandes führt und ungünstig für die magnetische Entlastung ist. Daher sind viele Teilleiter vorteilhaft. Im Beispiel wurden 60 Teilleiter für

eine Spule verwendet. Abhängig von der elektrischen Betriebsfrequenz sollte daher die Wicklung aus Kupferrunddrähten mit kleinem bis mittlerem Durchmesser ausgeführt werden (0,5 mm bis 1,0 mm). Die einzelnen Drähte müssen parallel geschaltet sein.

Aus Gleichung 5.42 kann entnommen werden, dass nur die Hauptinduktivität bzw. deren Fluss zur Entlastung der Permanentmagnete beitragen kann. Aus dieser Tatsache folgt, dass die Streuinduktivitäten bzw. Streuflüsse (siehe Kapitel 5.2.2) der Rotorspule so klein wie möglich gehalten werden müssen.

Für Kapitel 5 wurde eine ideale Verkettung der Spule mit dem Fluss der Permanentmagnete angenommen. Daher ist auch die optimale Verkettung von Rotorspule mit dem Fluss der Permanentmagnete eine Anforderung an das Spulendesign.

Von Pol zu Pol sollte keine Verbindung der Spulen vorhanden sein, wie dies zum Beispiel beim Käfig eines Kurzschlussrotors der Fall wäre. Dann würde der q-Fluss induzieren. Dies würde keine Entlastung bringen und das Design unnötigerweise komplizierter machen.

Eine weitere Möglichkeit, das Verhältnis von Spulenreaktanz zu Spulenwiderstand groß zu wählen, ist im elektromagnetischen Design zu finden. Bei gleichbleibendem Magnetfluss bzw. Polteilung und Maschinenlänge kann mit wachsendem Bohrungsdurchmesser  $D_{1,i}$  die Polzahl der elektrischen Maschine erhöht werden. Damit erhöht sich auch die elektrische Frequenz sowie  $\omega$ , sodass eine größere Reaktanz erzielt werden kann. Hierbei muss durch das Spulendesign gesichert werden, dass der Spulenwiderstand über die vorhandenen Stromverdrängungseffekte nicht größer wird.

Die Spulen sollen, wie zuvor beschrieben, in der Pollücke zwischen den Magneten der PMSM vorgesehen werden. Die Größe der Pollücke ergibt sich aus der Polbedeckung der Magnete, die maßgeblich für die prinzipielle Leistungsfähigkeit der Maschine ist. Diese Leistungsfähigkeit soll durch das Spulendesign nicht oder nur wenig beeinflusst werden. Für den Fall, dass zu wenig Platz in der Pollücke für die vorgeschlagenen Spulen ist, kann dieser durch eine Nutung des Rotors erhöht werden. Diese Nut ist in Abbildung 5.3 aus Kapitel 5.2.2 dargestellt.

Im Folgenden sind die Grundanforderungen an das Spulendesign zusammengefasst:

- Eine Windung pro Spule mit wenig Isolation und hohem Füllfaktor,
- Kupfer als Werkstoff mit hoher elektrischer Leitfähigkeit,
- kleiner Wickelkopf,
- Stromverdrängungsarme Leiterabmessungen,
- kleine Streuinduktivitäten,
- gute Verkettung der Rotorspule mit dem Magnetfluss,
- keine Verbindung von Pol zu Pol,
- Polbedeckung möglichst nicht reduzieren und eventuell Nuten für die Spulen vorsehen,
- Hauptinduktivität der Spule groß im Verhältnis zum Spulenwiderstand z.B. durch Wahl einer hohen Polzahl und zuvor aufgeführten Punkten.

Durch die zusätzlichen Spulen im Rotor verändert sich der mechanische Aufbau des Rotors, was bei der Gesamtbetrachtung der elektrischen Maschine nicht außer Acht gelassen werden darf. Der Rotor wird etwas schwerer und das Trägheitsmoment erhöht sich ebenfalls.

Abhängig von der Drehzahl des Motors und den Abmessungen des Rotors treten durch die zusätzlichen Massen der Spulen höhere Fliehkräfte auf, welche in der Auslegung der Rotorbandage berücksichtigt werden müssen.

Außerdem müssen die Fliehkräfte, die auf die Wickelköpfe der rotierenden Spulen wirken, bei der Konstruktion berücksichtigt werden. Diese können dann beispielsweise abgestützt und ebenfalls bandagiert werden.



## **6 Validierung an einer Beispielgeometrie**

Dieses Kapitel stellt die Ergebnisse der Untersuchung an einer Mustermaschine dar. Die Geometrie wird anhand einer Schnittansicht des CAD Konstruktionsmodells und Zeichnungen zur Fertigung der Mustermaschine vorgestellt. Die Geometrie und Wahl der Materialien, Magnet- und Blechgüte sowie das Wicklungsdesign in Stator und Rotor basieren auf der analytischen Auslegung und Modellierung der PMSM, die vorgestellt wird. Außerdem wird das Kurzschlussverhalten und die Abschätzung des erwarteten Stroms in den Rotorspulen vorgestellt. Anschließend soll die analytisch bestimmte Reduktion der Magnetbelastung skizziert werden.

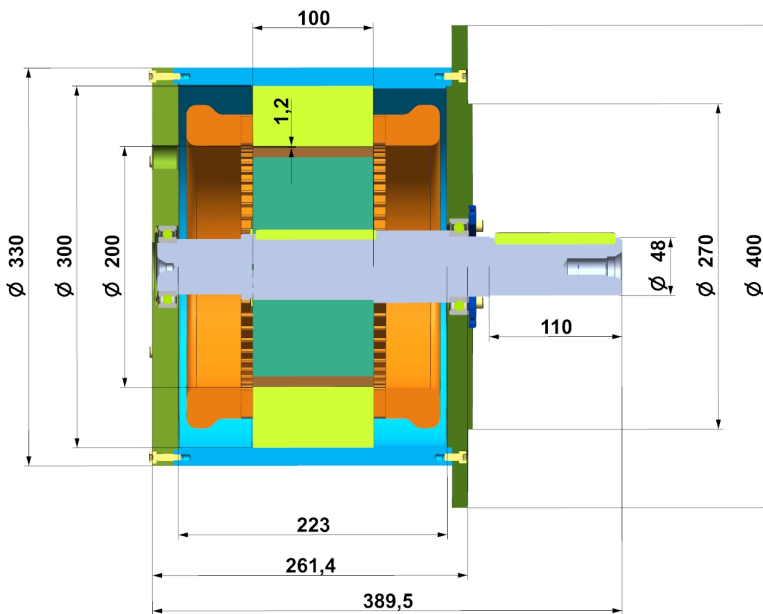
Die analytischen Ergebnisse werden mit einer zweidimensionalen FEM Simulation überprüft. Daran schließt sich die Vorstellung der gefertigten Mustermaschine und des Prüfaufbaus an. Im Prüfaufbau werden die entsprechenden Leerlauf- und Kurzschlussmessungen durchgeführt und die Ergebnisse der Messungen wiedergegeben.

Abschließend werden die Ergebnisse aus Analytik, Simulation und Messung zusammengefasst und zur Validierung verglichen.

### **6.1 Mustergeometrie**

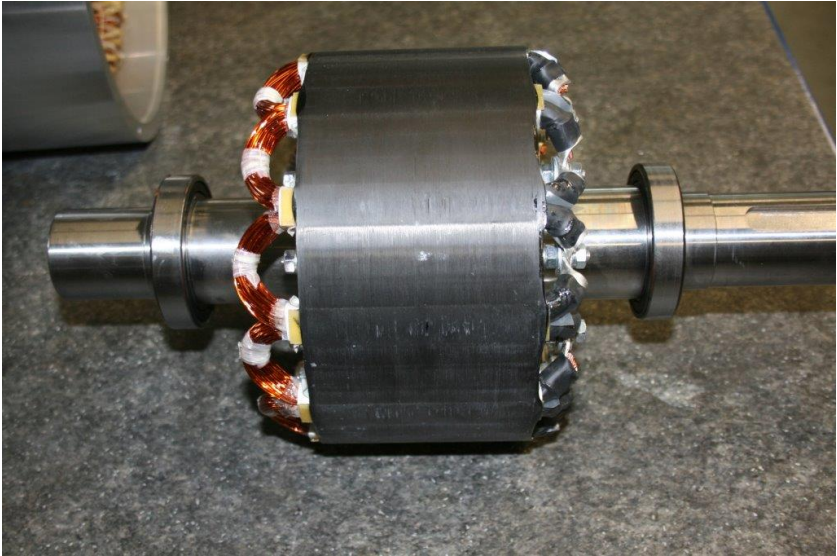
Für die praktische Untersuchung und Validierung der bisherigen Beschreibungen und Herleitungen wird eine permanentmagneterregte Synchronmaschine entworfen. Ein Muster mit der Leistung 1 MW würde im Prototypenbau über 100000 € kosten und kann im Zuge dieser Arbeit nicht realisiert

werden. Für PMSM mit Leistungen von 25 MW gehen die Kosten in den Millionenbereich. Daher soll ein Muster aufgebaut werden, mit dem die prinzipielle Funktion der Entlastung der Magnete durch Rotorspulen nachgewiesen werden kann. Dieses Muster hat eine deutlich geringere Leistung, ist jedoch kleiner und kann mit angemessenen Kosten gefertigt werden. Dieses Muster ist in [Abbildung 6.1](#) als Schnitt des CAD Modells dargestellt und wurde entsprechend gefertigt.



**Abbildung 6.1:** Schnitt durch CAD Modell des konstruierten Musters

Diese PMSM weist Spulen im Rotor auf, die um die Permanentmagnete gelegt sind. Diese sind bei der Mustermaschine in [Abbildung 6.2](#) gut unter der Rotorbandage zu erkennen.



**Abbildung 6.2:** Detailansicht von Rotor mit Spulen der Mustermaschine

Als eine Besonderheit wurden die Rotorspulen so konstruiert, dass sie auf einfache Art und Weise geöffnet und geschlossen werden können. An den Trennungsstellen der Spule wird die Drahtisolation entfernt und Kabelschuhe angebracht. Weiter werden isolierende Schrauben aus Kunststoff verwendet, worauf die Kabelschuhe fixiert werden. Zwischen die jeweiligen Kabelschuhe können isolierende Kunststoffscheiben gelegt werden.

Die PMSM kann in beiden Zuständen sicher betrieben werden. Für den Umbau des Rotors muss nur das entsprechende Lagerschild entfernt und die Konfiguration des Rotors mechanisch hergestellt werden.

Dadurch können mit der selben Maschine zwei verschiedene Versuche durchgeführt werden: Erstens kann die Maschine mit offenen Rotorspulen betrieben werden, was einer konventionellen PMSM entspricht. Zweitens können die Rotorspulen geschlossen werden, sodass diese die zuvor beschriebenen

kurzgeschlossenen Spulen um die Magnetpole bilden und die Permanentmagnete magnetisch entlasten. Die in Abbildung 6.1 dargestellte elektrische Maschine basiert auf der folgenden Auslegung.

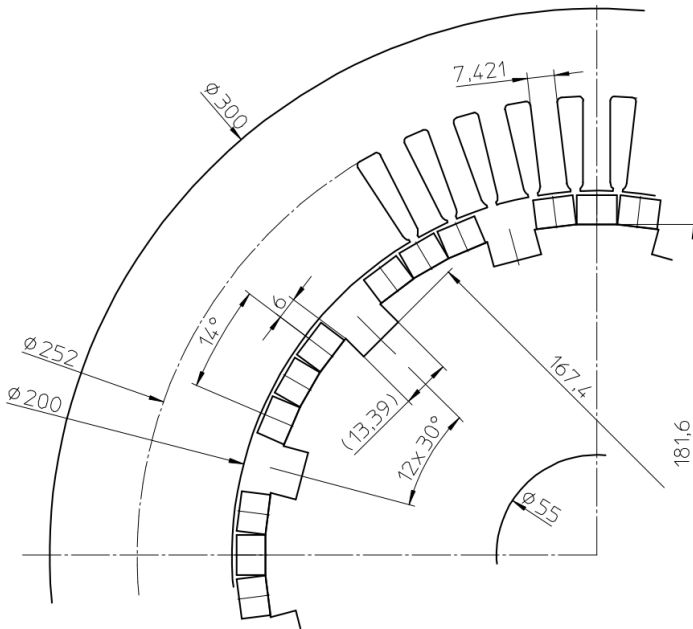
In Tabelle 6.1 ist eine Übersicht über die Abmessungen der Maschine zusammengefasst.

**Tabelle 6.1:** Geometrie der Mustermaschine

Größe	Einheit	Wert
$p$	–	6
$D_{1,a}$	mm	300
$D_{1,i}$	mm	200
$D_{2,a}$	mm	181,6
$D_{2,i}$	mm	55
$l_{Fe}$	mm	100
$h_{n,ges}$	mm	26
$b_{n,u}$	mm	7,1
$N$	–	54
$\delta$ (inkl. Bandage)	mm	1,2
$h_{mag}$	mm	8
$b_{mag}$	mm	3 * 11
$l_{mag}$	mm	2 * 50
Blechgüte	–	M400-50A
Magnetgüte	–	N42SH
Gesamtmasse	kg	77,5

In Abbildung 6.3 sind weitere Details zur Maschinengeometrie in einer Blechzeichnung dargestellt. Basierend auf dieser Zeichnung wurden die einzelnen Elektrobleche unter Berücksichtigung der Fertigungstoleranzen hergestellt. Aus diesen Blechen ist der Aktivteil in axialer Richtung geschichtet. Die Wicklung im Stator und die Spulen im Rotor werden hier nicht dargestellt.





**Abbildung 6.3:** Blechzeichnung der PMSM mit Rotornuten für die Spulen

Die Mustergeometrie ist mit einer Runddrahtwicklung ausgeführt. In [Abbildung 6.4](#) wird die Geometrie für die Statornuten aufgezeigt, in denen die Statorwicklung untergebracht ist.

Die dargestellte elektrische Maschine wurde auf Basis der elektromagnetischen Auslegung konstruiert, die im folgenden Unterkapitel zusammengefasst ist.

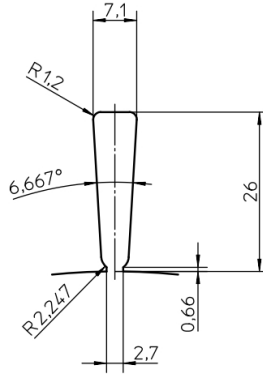


Abbildung 6.4: Geometrie der Statornut

## 6.2 Ergebnis der analytischen Rechnung

In der Mustermaschine wird sowohl im Stator als auch im Rotor eine Runddrahtwicklung verwendet. Die vorgestellte Geometrie wird verwendet, um den magnetischen Kreis zu berechnen und nach Kapitel 3 die Ersatzschaltbildparameter der klassischen PMSM als auch nach Kapitel 5.2 die Spulenparameter zu bestimmen.

In den Tabellen 6.2 und 6.3 sind die Ergebnisse der Berechnung für Stator und Rotor zusammengefasst. Es wird sowohl für den Stator als auch für den Rotor eine Temperatur von 20 °C angenommen, also Raumtemperatur. Bei dieser Temperatur wird die Messungen zur Validierung durchgeführt. Das Muster erwärmt sich bei den Versuchen nur unwesentlich, da es überwiegen im Leerlauf und nur kurzzeitig im Kurzschluss betrieben wird. Nach einem Kurzschluss wird eine Wartezeit eingehalten, bevor weitere Versuche angestellt werden. Die Maschine kühlt wieder ab und die angenommenen Randbedingungen sind wieder erfüllt.

Mit den berechneten Maschinenparametern kann zunächst die Gleichung 4.20 für die weitere analytische Berechnung ausgewertet werden. Das Ergebnis ist

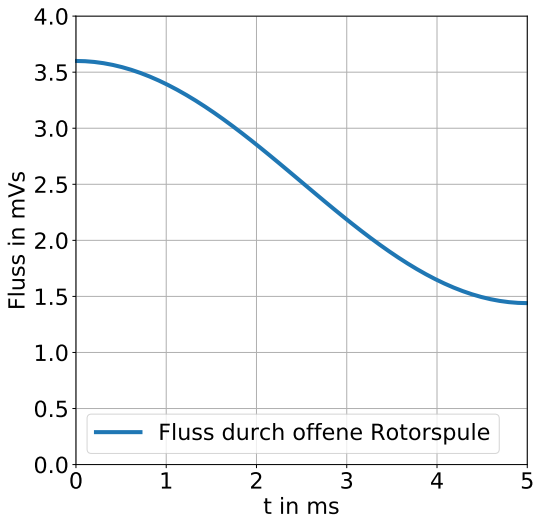
**Tabelle 6.2:** Analytisch bestimmte Maschinenparameter – Stator

Größe	Einheit	Wert
$f_{el}$	Hz	100
$n$	$\text{min}^{-1}$	1000
$R_1$ (bei 20 °C)	$\Omega$	0,42
$U_p$ (bei 20°C)	V	277,54
$L_{1,h}$	mH	1,90
$L_{1,\sigma}$	mH	3,90
$L_d$	mH	5,80
$X_d$	$\Omega$	3,65
$I_{1,KS,max}$	A	182,6

**Tabelle 6.3:** Analytisch bestimmte Maschinenparameter – Rotor

Größe	Einheit	Wert
$f_{el}$	Hz	100
$R_2$ (Eine Spule bei 20 °C)	$\text{m}\Omega$	0,16
$L_{2,\sigma}$ (Eine Spule)	$\mu\text{H}$	0,27
$L_{2,h}$ (Eine Spule)	$\mu\text{H}$	0,41
$L_2$ (Eine Spule)	$\mu\text{H}$	0,68
$X_2$ (Eine Spule)	$\text{m}\Omega$	0,43
$\Psi_{LL}$ (Eine Spule bei 20 °C)	mVs	3,60
$\Psi_{KS}$ (Eine Spule bei 20 °C)	mVs	1,44
$\Psi_{\text{mag,alt}}$ (Eine Spule bei 20 °C)	mVs	1,08

in Abbildung 6.5 dargestellt, wobei es sich hier um den mit den offenen Rotorspulen verketteten Fluss handelt, der dem magnetischen Fluss entspricht, da die Spulenwindungszahl im Rotor Eins ist. Dieser magnetische Fluss induziert eine Spannung, die wiederum einen Strom durch die kurzgeschlossene Spule treibt. Das Ergebnis der Auswertung nach Gleichung 5.40 wird in Abbildung 6.6 wiedergegeben. Dargestellt ist die erste halbe elektrische Periode nach dem eingetretenen Kurzschluss, die bei einer Frequenz von 100 Hz einer Dauer von 5 ms entspricht. Alle weiteren Diagramme der analytischen Berechnung werden auf diesen Bereich begrenzt sein. Dem Diagramm kann



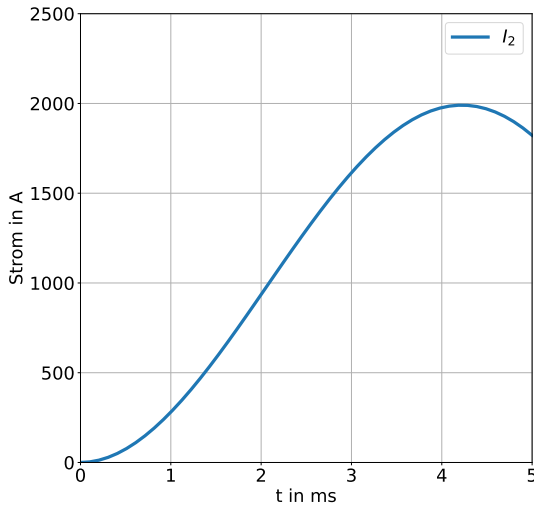
**Abbildung 6.5:** Analytisch berechneter Fluss durch eine offene Rotorspule

entnommen werden, dass der maximale Wert des Spulenstroms durch die Phasenlage aufgrund des Spulenwiderstandes vor dem Zeitpunkt 5 ms erreicht wird. Dennoch bildet sich ein Strom aus, der die von der Spule umschlossenen Magnete zum Zeitpunkt der maximalen Belastung entlastet.

In [Abbildung 6.7](#) wird nun diese Entlastung der Magnete dargestellt. Nach [Gleichung 5.42](#) ist der resultierende Fluss durch die Spule abzüglich des Streufusses und der magnetische Fluss durch die offene Spule abgebildet.

Der resultierende Fluss ist größer als der Fluss durch die offene Spule. Der Fluss durch die offene Spule stellt den Fall dar, bei dem im Rotor keine zusätzlichen Spulen vorhanden sind. Damit kann man diesem Diagramm anhand des Flusses entnehmen, dass die Permanentmagnete durch die Spulen entlastet werden.

In [Abbildung 6.8](#) ist abschließend diese Entlastung mit einer Darstellung der mittleren magnetischen Feldstärke in den Magneten aufgeführt. Es wird gezeigt, dass die mittlere magnetische Feldstärke im gesamten Zeitverlauf sinkt.

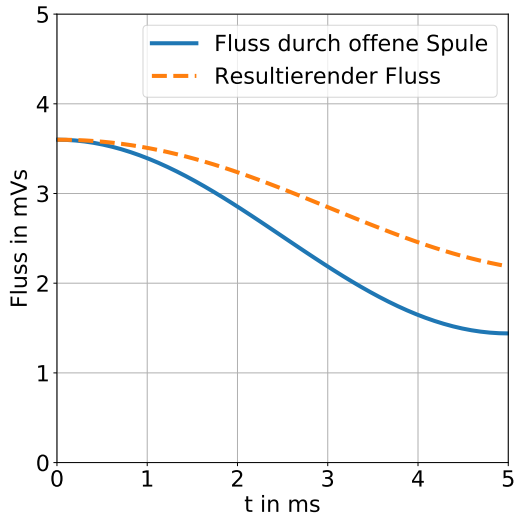


**Abbildung 6.6:** Analytisch berechneter Strom durch geschlossene Rotorspule

Vergleicht man die Feldstärke zum Zeitpunkt 5 ms, kann man hier eine Reduktion von ca. 27 % auswerten. Die negative magnetische Feldstärke sinkt von 671 kA/m auf 491 kA/m.

Jedoch deutet der Verlauf der resultierenden Feldstärke darauf hin, dass im weiteren Verlauf die negative magnetische Feldstärke weiter ansteigt und das absolute Maximum mit den Rotorspulen etwas später erreicht wird, wenn dieses mit dem Ergebnis bei offenen Spulen verglichen wird. Die gefundene Lösung ist jedoch nur für die erste halbe elektrische Periode gültig. Die analytische Betrachtung zeigt einen eindeutigen Trend zur Reduktion der magnetischen Belastung innerhalb der Permanentmagnete an.

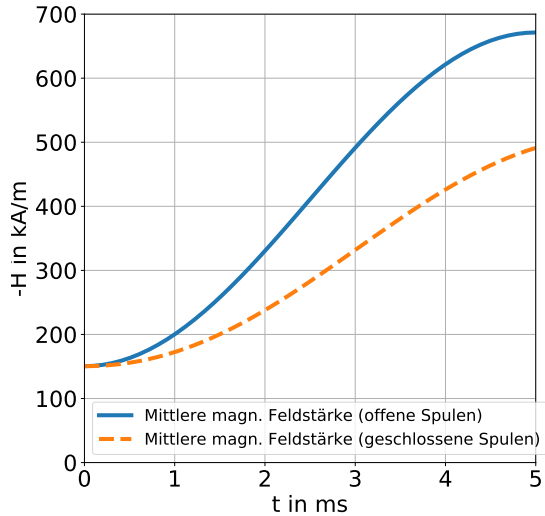
Das Ergebnis der magnetischen Feldstärke im Zeitverlauf ist in Abbildung 6.9 anhand der Entmagnetisierungskurve im zweiten Quadranten der eingesetzten Magnete (N42SH [Arn16b]) dargestellt. Der Arbeitspunkt 1 stellt die magnetische Feldstärke und Flussdichte im Leerlauf dar. Ohne Spulen im Rotor werden die Magnete im Falle des Kurzschlusses bis zum Arbeitspunkt 2 belastet. Der Arbeitspunkt 3 markiert die maximale Belastung der Magneten,



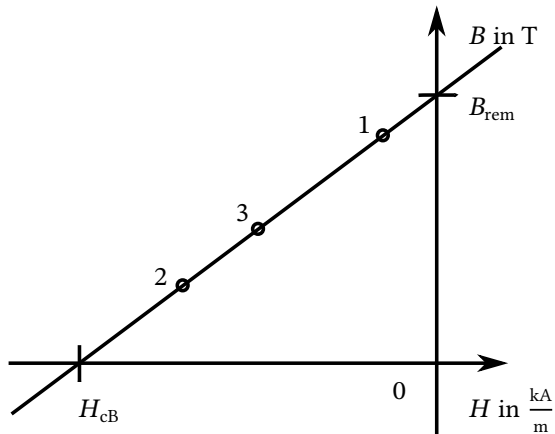
**Abbildung 6.7:** Analytisch berechneter resultierender Hauptfluss durch geschlossene Rotorspule

mit kurzgeschlossenen Spulen im Rotor. Dieser liegt bei einer deutlich geringeren negativen magnetischen Feldstärke. Zusätzlich ist die magnetischen Flussdichte in Arbeitspunkt 3 größer als in Punkt 2 und verdeutlicht damit das vorherige Ergebnis der Entlastung.

Dieses Ergebnis wird im Weiteren mit einer FEM Simulation validiert und auch über den Zeitraum von einer halben elektrischen Periode hinaus untersucht und dargestellt.



**Abbildung 6.8:** Analytisch berechnete mittlere magnetische Feldstärke bei offener und geschlossener Rotorspule



**Abbildung 6.9:** B-H-Kurve des Magneten bei 20 °C mit verschiedenen Arbeitspunkten; 1: Leerlauf, 2: Kurzschluss ohne Spulen, 3: Kurzschluss mit Spulen

## 6.3 Ergebnis der FEM Simulation

Für die weitere Untersuchung wird ein zweidimensionales FEM Modell der Mustermaschine in dem Computerprogramm *Maxwell* der Firma *Ansys* aufgebaut. Dieses ist in Abbildung 6.10 dargestellt und bildet die vorgestellte Geometrie aus Kapitel 6.1 in der zweidimensionalen Papierebene ab.

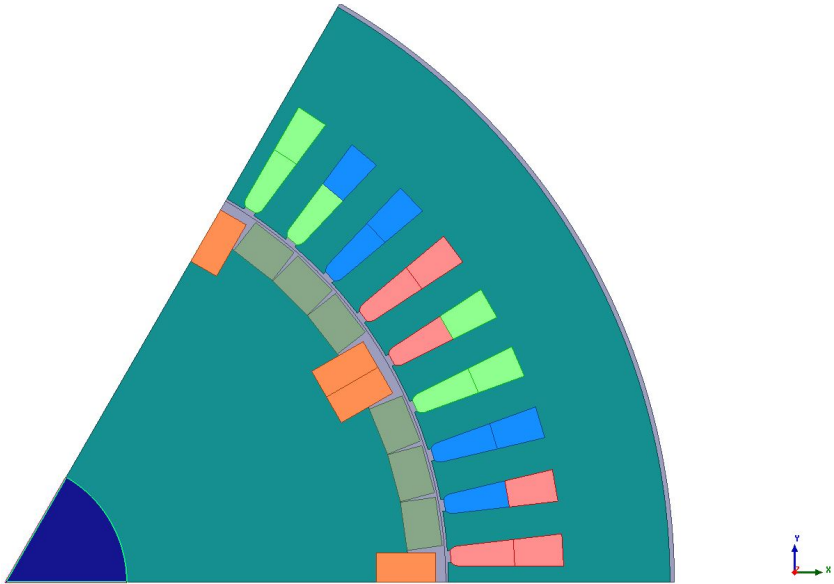
Die axiale Ausdehnung in der z-Achse wird über die Modellierungstiefe im Programm abgebildet und entspricht der Eisenlänge. Der Einfluss der dreidimensionalen Ausdehnung der realen Maschine in den Endbereichen der PMSM wird sowohl im Stator für die Wicklung als auch im Rotor für die einzelnen Spulen in einem externen Schaltkreis über die bereits bestimmten Wickelkopfinduktivitäten modelliert. Somit kann die Wickelkopfstromverteilung im Stator und Rotor auch in der zweidimensionalen Simulation berücksichtigt werden.

Außerdem werden im externen Schaltkreis des Simulationsprogramms die Spannungsabfälle über dem Wicklungswiderstand im Stator und die Spulenwiderstände im Rotor mit jeweils einem Widerstand abgebildet. Des Weiteren sind Schalter implementiert, mit denen im Stator die einzelnen Phasen während der Simulation kurzgeschlossen werden können, was den Klemmenkurzschluss simuliert. Auch die Rotorspulen können über Schalter kurzgeschlossen werden, wodurch das identische Modell für alle Simulationen verwendet werden kann.

Für die Simulation wird ein transientes Lösungsverfahren benutzt. Der Rotor dreht mit der konstanten vorgegebenen mechanischen Drehzahl von  $1000 \text{ min}^{-1}$ . Es wurden folgende Simulationen durchgeführt:

- Leerlauf bei  $1000 \text{ min}^{-1}$  und offenen Rotorspulen
- Kurzschluss aus dem Leerlauf bei  $1000 \text{ min}^{-1}$  und offenen Rotorspulen
- Leerlauf bei  $1000 \text{ min}^{-1}$  und geschlossenen Rotorspulen
- Kurzschluss aus dem Leerlauf bei  $1000 \text{ min}^{-1}$  und geschlossenen Rotorspulen





**Abbildung 6.10:** Zweidimensionales FEM Modell

Der Kurzschlusszeitpunkt in der Simulation ist so gewählt, dass die Simulation zu den sich anschließenden Messungen passen. Daher unterscheiden sich die Zeitpunkte, zu denen die Kurzschlüsse mit offenen und geschlossenen Spulen in der Simulation durchgeführt werden, etwas. Der Kurzschluss der Phasen erfolgt in etwa zu einem Flussmaximum einer der Phasen und repräsentiert damit jeweils den schlimmsten Fall zur Betrachtung des Kurzschlusses. Die Mustermaschine ist symmetrisch in ihrem Aufbau sowohl elektrisch als auch magnetisch. Es spielt also keine Rolle, in welcher Phase der Fluss zum Kurzschlusszeitpunkt maximal ist. Der Maximalstrom wird dadurch nur in einer anderen Phase erreicht, die Magnetbelastung ist identisch.

Da die Magnete elektrisch leitfähig sind, bilden sich in ihnen Wirbelströme aus. Diese werden in der zweidimensionalen Rechnung als Stromfäden in der

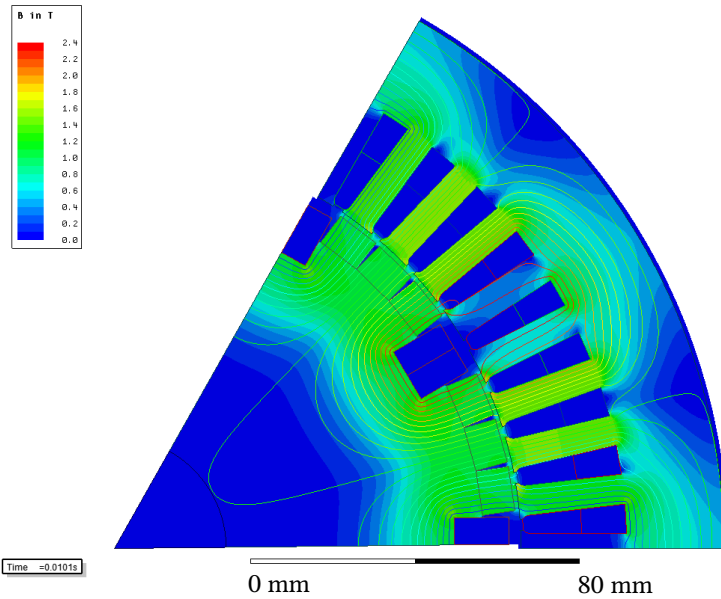
z-Achse abgebildet. Die Krümmung der Wirbelströme zur Bildung eines geschlossenen Kreises im Endbereich wird nicht abgebildet. In dieser Betrachtung ist die geringe Abweichung nicht von Interesse. Die Rückwirkung auf das magnetische Feld ist gering, wie in [Mir10] und [Dea08] gezeigt wird. Zweidimensionale FEM Simulationen mit aktivierter und deaktivierter Wirbelstromberechnung für das gleiche Modell bestätigen diese Annahme. Der Unterschied in der magnetischen Feldstärke in den betrachteten Magneten beträgt im vorliegenden Fall ca. 3 kA/m für die Kurzschlussimulation. Ein Fehler durch die zweidimensionale Betrachtung der Wirbelströme und dem damit verbundenen sehr geringen Fehler in der Rückwirkung der Wirbelströme hat keinen Einfluss auf das Ergebnis der Entlastung.

Außerdem werden die Eisenverluste im Elektroblech entsprechend der Herstellerangaben während der gesamten Simulation berechnet. Diese werden mit einem Faktor bewertet, da die angegebenen Verluste die Bearbeitung nicht berücksichtigt (siehe z.B. [Sch01] und [Vei16]). Die berechneten Eisenverluste werden aber in ihrer Rückwirkung auf das magnetische Feld durch das Simulationsprogramm nicht berücksichtigt.

In den folgenden Diagrammen sind die Ergebnisse der Simulation über den gesamten simulierten Zeitbereich dargestellt. In Tabelle 6.4 werden diese zusammengefasst.

Die Ergebnisse der Leerlaufsimulation werden für eine bessere Übersichtlichkeit grafisch nicht dargestellt und in Tabelle 6.4 aufgeführt. Für beide Konfigurationen, also einmal mit offenen und einmal mit geschlossenen Spulen im Rotor, beträgt die Grundschwingung der induzierten Spannung in den einzelnen Phasen 274,8 V. Der Unterschied zwischen den einzelnen Phasen ist gering, weshalb hier zwischen den einzelnen Phasen nicht unterschieden wird und ausschließlich der Mittelwert angegeben ist.

Die Feldverteilung der magnetischen Flussdichte ist für den Leerlauf in Abbildung 6.11 dargestellt. Außerdem ist der Feldlinienverlauf im selben Zeitschritt der transienten Simulation abgebildet. Die magnetische Feldstärke wird in einer Skala von 0 T bis 2,4 T wiedergegeben.



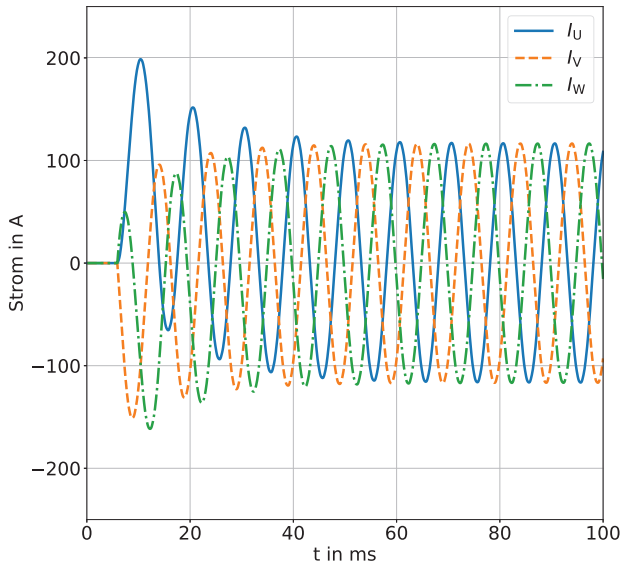
**Abbildung 6.11:** Feldlösung der magnetischen Flussdichte aus der FEM Simulation im Leerlauf

### 6.3.1 Offene Rotorspulen

In [Abbildung 6.12](#) sind die Statorströme nach dem eingeleiteten Stoßkurzschluss dargestellt. In Phase *U* ist zum Kurzschlusszeitpunkt der magnetische Fluss maximal, weshalb auch in dieser Phase der maximale Kurzschlussstrom in der Simulation auftritt. Der maximale Strom beträgt 198,7 A und geht in den effektiven Dauerkurzschlussstrom von 82,4 A über.

In [Abbildung 6.13](#) ist der dazugehörige Verlauf des Drehmomentes im Luftspalt wiedergegeben. Das maximal auftretende Drehmoment beträgt dabei 613,8 Nm.

In [Abbildung 6.14](#) ist die mittlere magnetische Feldstärke im Verlauf dargestellt.

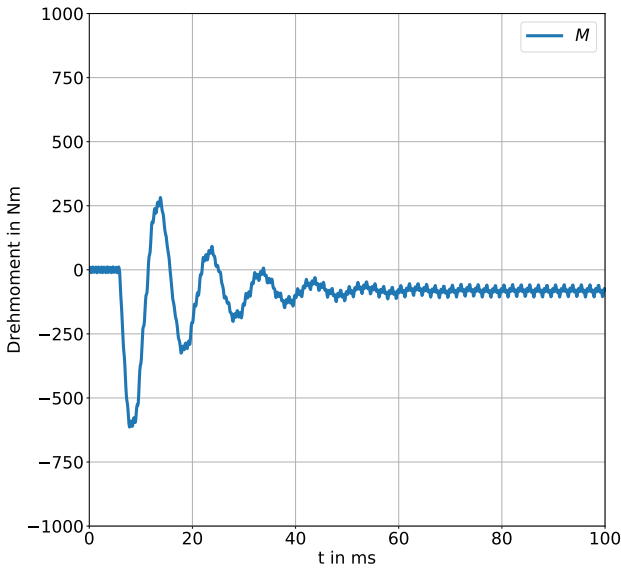


**Abbildung 6.12:** Mit FEM berechnete Statorströme im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit offenen Rotorspulen

Für die Auswertung dieser Größe wird die magnetische Feldgröße  $\vec{H}$  in zwei Komponenten aufgeteilt. Jeder Magnet hat sein eigenes Koordinatensystem, wobei die x-Achse parallel zu den jeweiligen Magnetflanken ausgerichtet ist. Die x-Komponente des Vektors  $\vec{H}$  wird ermittelt und über der jeweiligen Magnetgeometrie integriert und durch die Fläche des Magneten geteilt. Dadurch wird der Mittelwert für jeden einzelnen Magneten errechnet. Das Ergebnis für die einzelnen Magnete ist im Anhang A.1 aufgeführt.

Die x-Komponente entspricht hier der Richtung der Magnetisierung der einzelnen Magnete. Für PMSM mit Oberflächenmagneten ist es legitim, zur Betrachtung der Belastung der Magnete die magnetische Feldstärke auf diese Art zu vereinfachen, wie es in [Ruo08] bzw. [Kat05] nachgewiesen wird.

Damit ist auch ein Vergleich mit der analytischen Berechnung möglich, da in dieser die Magnetbelastung ebenfalls nur in der Magnetisierungsrichtung

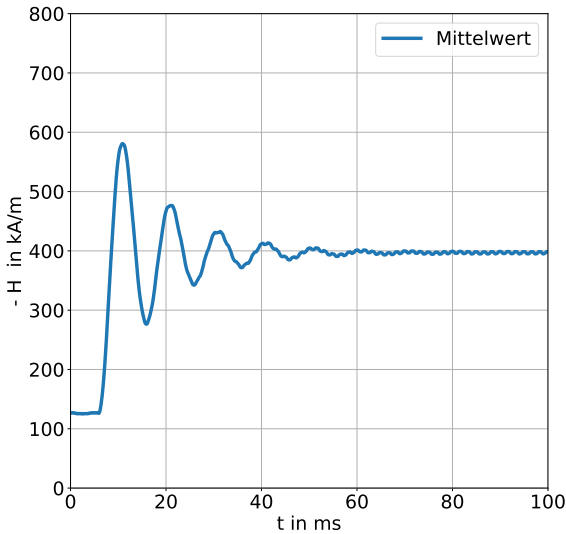


**Abbildung 6.13:** Mit FEM berechnetes Drehmoment im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit offenen Rotorspulen

betrachtet und die  $y$ -Komponente, welche quer zur Magnetisierungsrichtung liegt, vernachlässigt wird.

In [Abbildung 6.14](#) wird der Mittelwert über alle sechs simulierten Magnete wiedergegeben und ist damit besser mit den analytischen Ergebnissen vergleichbar. Die minimale mittlere magnetische Feldstärke beträgt  $-581$  kA/m. Allerdings können nach [Abbildung A.1](#) aus dem Anhang je nach Position in einzelnen Magneten auch mittlere magnetische Feldstärken von bis zu  $-718$  kA/m auftreten.

Für den Zeitschritt zu dem die magnetische Feldstärke in den Magneten am größten ist, ist diese in [Abbildung 6.15](#) dargestellt. Die Feldstärke in der Magnetisierungsrichtung ist negativ von  $0$  kA/m bis  $900$  kA/m dargestellt. In

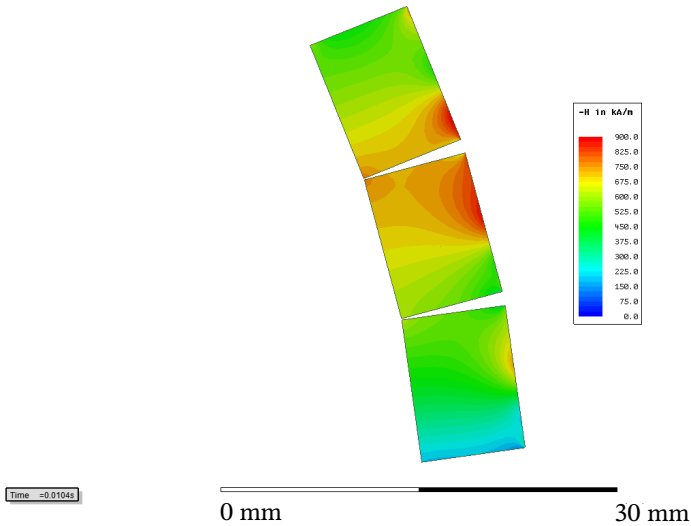


**Abbildung 6.14:** Mit FEM berechnete mittlere magnetische Feldstärke im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit offenen Rotorspulen

etwa in der Polmitte ist die Belastung am größten, da der Strom in der Wicklung zu diesem Zeitpunkt im dq-System einen reinen d-Strom führt (siehe Abbildung 4.4).

### 6.3.2 Geschlossene Rotorspulen

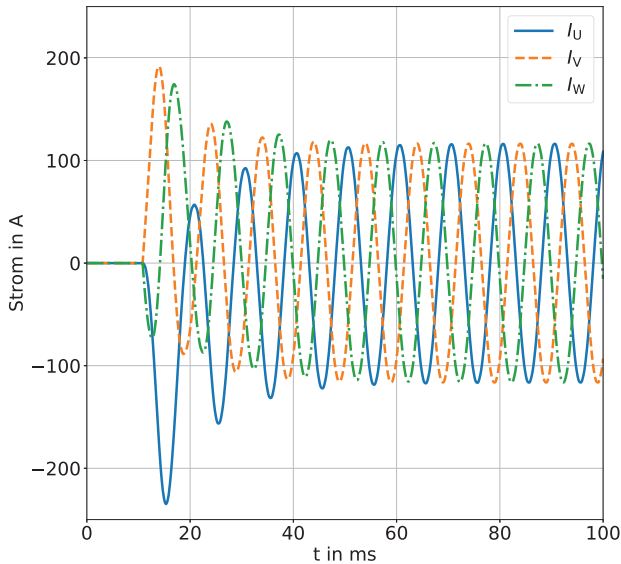
In den folgenden Abbildungen wird das Ergebnis der Kurzschlussimulation mit geschlossenen Spulen im Rotor wiedergegeben. Zunächst sind die Statorströme nach dem eingeleiteten Stoßkurzschluss in Abbildung 6.16 dargestellt. Der maximale Statorstrom beträgt nun 234,7 A und fällt damit höher aus als in der Konfiguration mit geöffneten Spulen. Der effektive Dauerkurzschlussstrom beträgt 82,4 A und ist identisch zur vorangegangenen Simulation.



**Abbildung 6.15:** Feldlösung der magnetischen Feldstärke aus der FEM Simulation bei offenen Rotorspulen

Da die Rotorspulen nun kurzgeschlossen sind, fließen während des Ausgleichsvorgangs in diesen Ströme. Der Verlauf kann der Abbildung 6.17 entnommen werden. Er zeigt einen stark ansteigenden Strom bis zu einem Spitzenwert von 2413 A, der mit einigen Schwingungen auf einen sehr geringen Wert im Dauerkurzschluss abklingt. Die verbleibende Schwingung des Stroms in den Spulen verursacht aufgrund des sehr geringen Widerstandes der Spule keine signifikanten Verluste und müssen für diese PMSM nicht weiter betrachtet werden.

In Abbildung 6.18 ist der aus der Simulation gewonnene Verlauf des Luftspaltmoments abgebildet. Bei geschlossenen Rotorspulen beträgt das maximal auftretende Drehmoment 783,2 Nm und liegt damit ebenfalls über dem zuvor ermittelten Wert bei offenen Rotorspulen. Das Dauerkurzschlussmoment



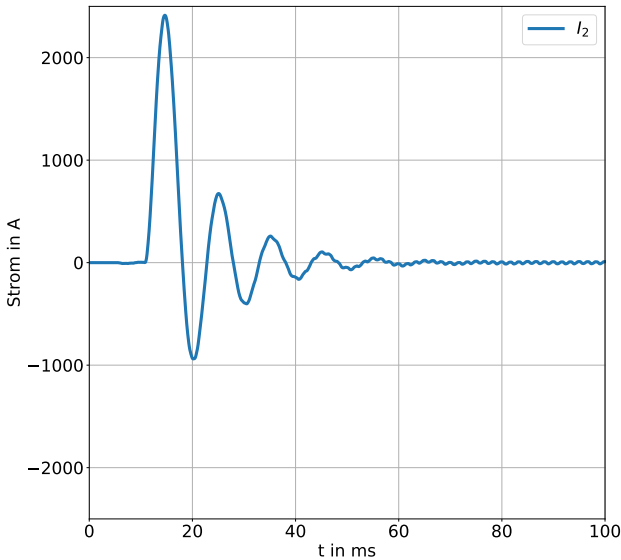
**Abbildung 6.16:** Mit FEM berechnete Statorströme im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit geschlossenen Rotorspulen

entspricht, wie der Dauerkurzschlussstrom, der Konfiguration mit offenen Rotorspulen und bestätigt damit, dass die Verluste in den Spulen im stationären Kurzschluss nicht weiter berücksichtigt werden müssen.

Abschließend zeigt die Simulation in Abbildung 6.19 die mittlere magnetische Feldstärke der Magnete. Bei geschlossenen Rotorspulen liegt der minimale Wert in der Mittelwertbildung bei  $-468 \text{ kA/m}$  über allen Magneten sowie bei einer individuellen Betrachtung der Magneten wie in Abbildung A.2 im Anhang bei  $-600 \text{ kA/m}$ .

Die magnetische Feldstärken liegen ca. 19 % (Mittelwertbildung) bzw. 16 % (Magnete einzeln betrachtet) über den minimalen Werten der Simulation mit offenen Rotorspulen. Damit weisen sie die Wirksamkeit der Entlastung der Permanentmagnete durch die Rotorspulen im Stoßkurzschluss in der FEM-Simulation nach.

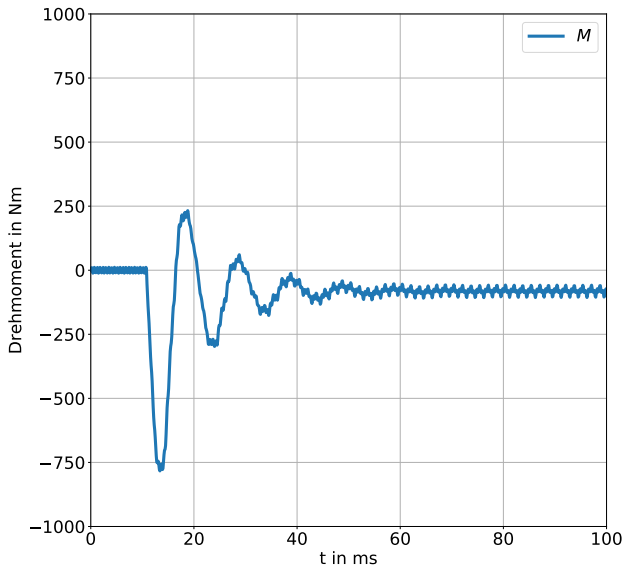




**Abbildung 6.17:** Mit FEM berechneter Rotorstrom im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit geschlossenen Rotorspulen

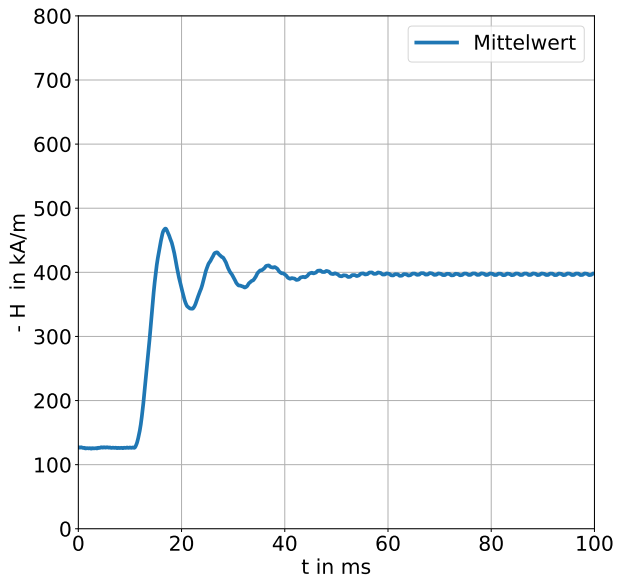
Betrachtet man die magnetische Feldstärke in den Magneten nicht über eine Mittelwertbildung, sondern jeden Wert für sich, so treten lokal höhere als die dargestellten Werte auf. An dieser Stelle ist es jedoch nicht sinnvoll, eine Minimalwertbetrachtung der magnetischen Feldstärke in Magnetisierungsrichtung durchzuführen, da die Simulation mit Raumtemperatur für die Magnete erfolgt ist. Bei dieser Temperatur liegt die Koerzitivfeldstärke  $H_{CJ}$  weit über den höchsten Feldstärken aus der Simulation bei über 1600 kA/m. Dem Datenblatt für die verwendeten Magneten (siehe Abbildung A.3 im Anhang) kann dieser Wert entnommen werden.

Wieder ist für den Zeitschritt zu dem die magnetische Feldstärke in den Magneten am größten ist, diese in Abbildung 6.20 dargestellt. Die Feldstärke in

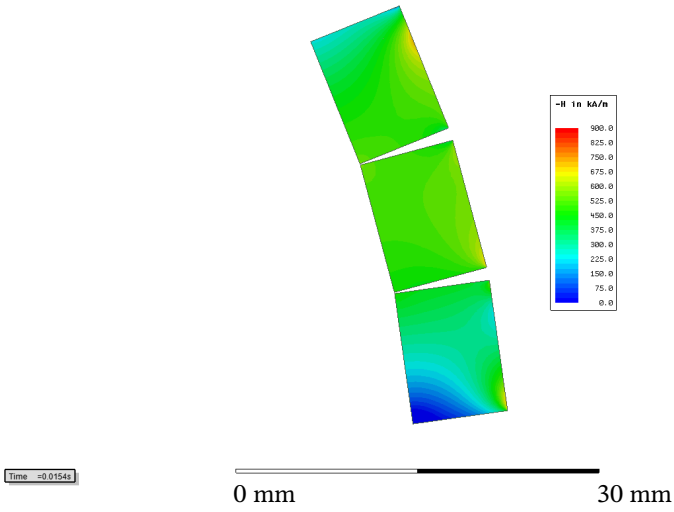


**Abbildung 6.18:** Mit FEM berechnetes Drehmoment im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit geschlossenen Rotorspulen

der Magnetisierungsrichtung ist negativ von 0 kA/m bis 900 kA/m dargestellt und entspricht der Skalierung für die Darstellung bei offenen Spulen. Vergleicht man [Abbildung 6.15](#) mit [Abbildung 6.20](#), so sieht man deutlich, dass die Belastung reduziert ist.



**Abbildung 6.19:** Mit FEM berechnete mittlere magnetische Feldstärke im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit offenen Rotor­spulen



**Abbildung 6.20:** Feldlösung der magnetischen Feldstärke aus der FEM Simulation bei geschlossenen Rotorspulen

### 6.3.3 Zusammenfassung

In Tabelle 6.4 werden die Simulationsergebnisse zusammengefasst.

**Tabelle 6.4:** Maschinenparameter aus der Simulation

Größe	Einheit	offene Spulen	geschlossene Spulen	Verän- derung in %
$f_{el}$	Hz	100	100	0
$R_1$ (bei 20 °C)	$\Omega$	0,42	0,42	0
$R_2$ (Spule bei 20 °C)	m $\Omega$	-	0,16	-
$U_p$	V	274,8	274,8	0
$I_{1,KS,dauer}$	A	82,4	82,4	0
$I_{1,KS,max}$	A	198,7	234,7	+18
$M_{max}$	Nm	613,8	783,2	+28
$X_d$	$\Omega$	3,33	3,33	0
$X_d''$	$\Omega$	3,29	2,29	-30
$X_q''$	$\Omega$	3,09	2,99	-3
$T_d''$	s	0,04	0,0034	-92
$T_a$	s	0,0121	0,01	-17
$\varphi$	rad	0,1747	1,16	564
$-H_{LL}$	kA/m	126	126	0
$-H_{Last}$ (15 kW)	kA/m	144	144	0
$-H_{max}$	kA/m	581	468	-19

Aus den Verläufen der Statorströme werden zusätzlich zu den bereits vorgestellten Ergebnissen über ein numerisches Regressionsverfahren die Reaktanzen und Zeitkonstanten zu den in Kapitel 4.1 vorgestellten Gleichungen zur Beschreibung der Statorströme nach einem dreiphasigen Stoßkurzschluss bestimmt. Zuvor wird die induzierte Spannung  $U_p$  über eine FFT-Analyse als Grundschwingung der induzierten Spannung im Leerlauf ermittelt und in der entsprechenden Formel aus Kapitel 4.1 vorgegeben.

Anschließend werden in diesem Verfahren die Ströme aus der FEM-Simulation angenähert, indem die Reaktanzen der Gleichung für den Kurzschlussstromverlauf in Kapitel 4.1 variiert werden. Solange, bis das Fehlerquadrat der Abweichung zwischen Simulationsergebnis und Ergebnis der Regression minimal ist. Die so gewonnenen Reaktanzen sind ebenfalls in Tabelle 6.4 aufgeführt.

An den Ergebnissen kann abgeleitet werden, dass die höheren Maximalströme während des Kurzschlusses primär mit reduzierten subtransienten Reaktanzen modelliert werden können. Der größere Unterschied zwischen der PMSM mit offenen und geschlossenen Spulen ist hierbei in der d-Achse zu finden. Dies liegt daran, dass die kurzgeschlossenen Spulen in dieser Achse liegen.

Betrachtet man den Verlauf der magnetischen Feldstärke bei geschlossenen Spulen in Abbildung 6.19 und vergleicht diesen mit dem Verlauf bei offenen Spulen in Abbildung 6.14, dann ist zu erkennen, dass der Überschwinger der sich durch den Stoßkurzschluss ergibt, kleiner ausfällt. Sowohl im Leerlauf als auch im Dauerkurzschluss stellen sich für die magnetische Feldstärke in den Magneten die gleichen Werte ein. Der Arbeitspunkt der Magnete ist somit identisch. Die Spulen wirken auf den magnetischen Kreis nur im transienten Zeitbereich und entlasten die Magnete. Im stationären Zustand wirken sie nicht, da sie nur sehr kleine Ströme führen.

Ergänzend zu den Daten im Kurzschluss sind in der Tabelle zusätzliche Werte der magnetischen Feldstärke aufgelistet. Im Leerlauf stellt sich eine mittlere magnetische Feldstärke von  $-126 \text{ kA/m}$  ein. Bei einer Abgabeleistung von  $15 \text{ kW}$  werden die Magnete stärker belastet. Die Leistung entspricht einem Drehmoment von ca.  $143 \text{ Nm}$  bei einer Drehzahl von  $1000 \text{ min}^{-1}$ . Der Arbeitspunkt des Magneten verschiebt sich im Mittel auf eine magnetischen Feldstärke von  $-144 \text{ kA/m}$ .

Nach dem Klemmenkurzschluss steigt in Abbildung 6.17 der Spulenstrom rasch an und klingt innerhalb einiger Perioden ab. Im stationären Zustand ist eine kleine Schwingung des Stroms zu erkennen. Bei PMSM mit Oberflächennagneten ist der Luftspalt relativ groß, sodass sich der Einfluss der Nutung auf das Luftspaltfeld sowie Oberwellen durch die Wicklung im Rotor kaum

auswirken. Der kleine Strom verursacht mit dem sehr kleinen Widerstand der Spule ohmsche Verluste, die in der Verlustbilanz einer PMSM im Vergleich zu den restlichen Verlusten nicht zum tragen kommen. Die ohmschen Verluste im Rotor sind um einige Größenordnungen kleiner als die Wicklungsverluste im Stator und die Eisenverluste der PMSM.

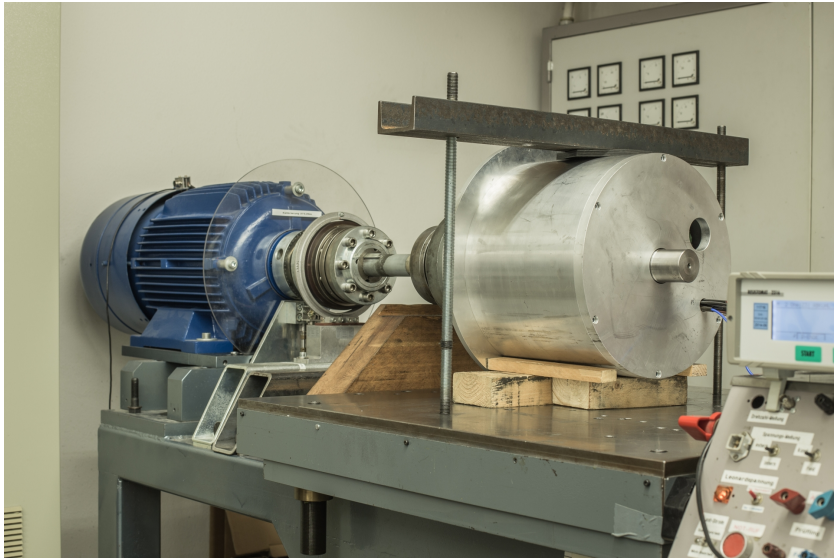
An den mit der FEM berechneten Drehmomentverläufen in Abbildung 6.13 und 6.18 sieht man, dass sich das maximale Drehmoment nach dem Kurzschluss durch die Spulen im Rotor erhöht. Diese Erhöhung stellt für die gesamte Maschine eine höhere Belastung dar und muss im Design berücksichtigt werden. Bei großen elektrischen Maschinen werden drehmomentbegrenzende Kupplungen eingesetzt, um den gesamten Antriebsstrang vor Überlasten zu schützen. Mit einer Anpassung dieser Kupplung kann eine Erhöhung des Kurzschlussmomentes entgegengewirkt werden.

Bei der FEM Simulation sind Kurzschlusszeitpunkte gewählt, die auch wie in Kapitel 6.4 vorgestellt wird, an der realen Maschine durchgeführt wurden. Bei diesen Kurzschlüssen wird angestrebt den Kurzschluss zu einem Zeitpunkt durchzuführen, zu dem der Fluss in einer Phase maximal ist. In der Realität sind jedoch leichte Abweichungen von diesem Zustand möglich, da der Kurzschluss nicht beliebig genau ausgelöst werden kann. Variiert man in der Simulation die Kurzschlusszeitpunkte, treten zu den Werten in Tabelle 6.4 leicht abweichende Maximalwerte für Strom, Drehmoment und magnetische Feldstärke auf, jedoch nicht zwangsweise für alle Größen beim gleichen Variantendurchlauf mit den gleichen Schaltzeitpunkten. Die Abweichungen sind so klein, dass diese für z.B. die magnetische Feldstärke (ca. 2 %) innerhalb der Streuung der Koerzitivfeldstärke von NdFeB-Magneten liegt und damit in der Praxis nicht von Interesse ist.

Die aus der FEM-Simulation gewonnenen Ergebnisse sollen nun anhand Messungen an der Mustermaschine validiert werden.

## 6.4 Messergebnis an Mustermaschine

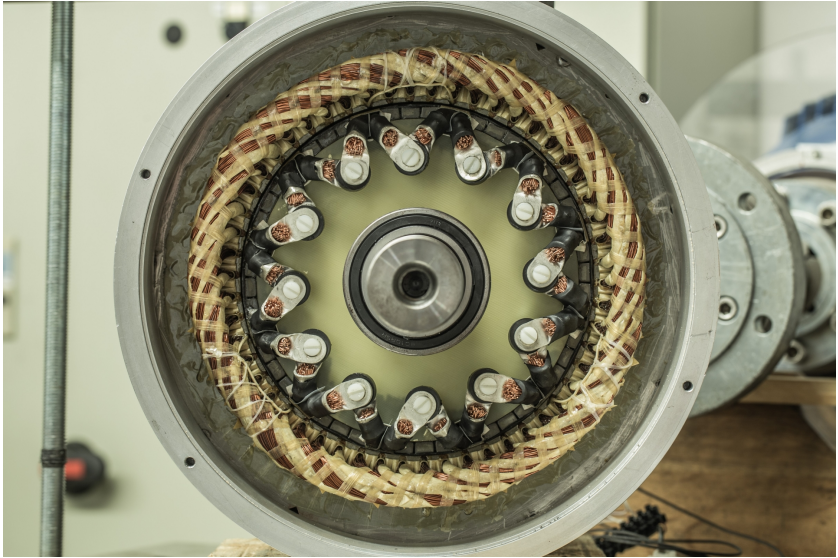
Abbildung 6.21 zeigt die Mustermaschine auf einem Prüfstand zur Belastung und Vermessung von elektrischen Maschinen. Der Prüfling ist für die Tests starr mit der Belastungsmaschine gekuppelt. Als Belastungsmaschine dient ein drehzahl geregelter Asynchronmotor zur Vorgabe der Betriebsdrehzahl. Die Anschlussleitungen der PMSM sind auf der Nichtantriebsseite (BS) durch das Lagerschild zum Messequipment abgeleitet. Abbildung 6.22 zeigt die



**Abbildung 6.21:** Motor auf Prüfstand

PMSM mit abgenommenem Lagerschild auf der Antriebsseite (AS). Auf dieser Seite sind im Rotor die Spulenden zu erkennen, die wahlweise mit einer Isolierscheibe unterbrochen oder zum Kurzschluss verbunden werden können. Die Verbindungen sind an der Rotorstirnseite abgestützt.





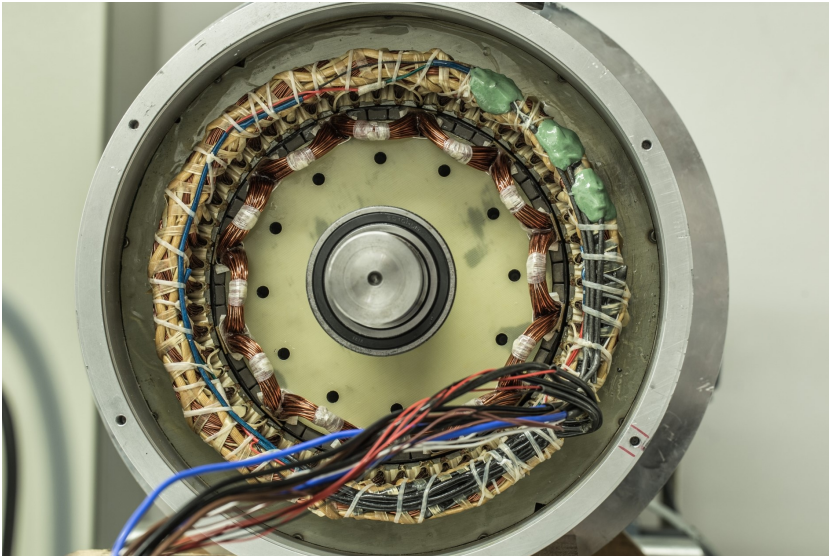
**Abbildung 6.22:** Motor mit abgenommenem AS-Lagerschild

In [Abbildung 6.23](#) wird der Mustermotor mit abgenommenen BS-Lagerschild gezeigt. Hier ist der BS-Wickelkopf der Rotorspulen zu sehen. Außerdem sind die Anschlussleitungen und die thermische Wicklungsüberwachung (mit KTY Sensoren) an den Wickelköpfen von drei unterschiedlichen Phasen für den Stator zu erkennen.

Alle Messungen werden bei einer konstanten Raumtemperatur von ca. 24 °C durchgeführt. Bevor die Kurzschlussmessungen durchgeführt werden, wird der Wicklungswiderstand des Stators bestimmt.

Der Widerstand einer Phase beträgt auf 20 °C umgerechnet 0,41  $\Omega$  und stimmt damit gut mit dem analytisch bestimmten und in der Simulation verwendeten Wert überein. Alle Phasen haben den gleichen Widerstand.

Der Widerstand der Rotorspulen kann nicht exakt durch eine Messung festgestellt werden, da dieser sehr klein ist. In diesem Widerstandsbereich ist keine genaue Messung möglich. Jedoch ist die Geometrie der Spule einfach und die



**Abbildung 6.23:** Motor mit abgenommenem BS-Lagerschild

Wickelkopflänge kann gemessen werden. Deshalb wird der zuvor analytisch bestimmte Widerstand weiterhin für die Rotorspulen angenommen.

Außerdem wird die induzierte Spannung an den Anschlüssen bei einer Drehzahl von  $1000 \text{ min}^{-1}$  gemessen und die Grundschiwingung einer Phase mit einer FFT zu  $273,8 \text{ V}$  bestimmt. Dieser Wert wird sowohl mit offenen als auch mit kurzgeschlossenen Rotorspulen gemessen. Vor und nach den Kurzschlussmessungen wird diese Spannung jeweils erneut gemessen, um sicherzustellen, dass während des Kurzschlusses keine Entmagnetisierung eingetreten ist.

Sowohl für die Messung der induzierten Spannung als auch für die im Anschluss dargestellten Verläufe der Statorströme wird das Leistungsmessgerät *LMG500* der Firma *ZES Zimmer* verwendet.

Der dreiphasige Kurzschluss an den Anschlusskabeln der PMSM wird mit einem Schütz erzeugt.

Mit beiden Konfigurationen (offene und geschlossene Spulen) werden jeweils zehn Kurzschlussversuche mit anschließender Überprüfung der induzierten Spannung durchgeführt. Außerdem wird überprüft, ob eine Erwärmung der Maschine stattgefunden hat und es werden entsprechende Zeiten zum Abkühlen eingehalten. Im Nachgang an die Messungen werden die Ergebnisse jeder Messung ausgewertet. In dieser Arbeit wird nur die Messung verwendet, die am exaktesten an den bereits vorgestellten schlimmsten Kurzschlussfall aus dem Leerlauf herankommt und somit zur Auswertung am besten geeignet ist.

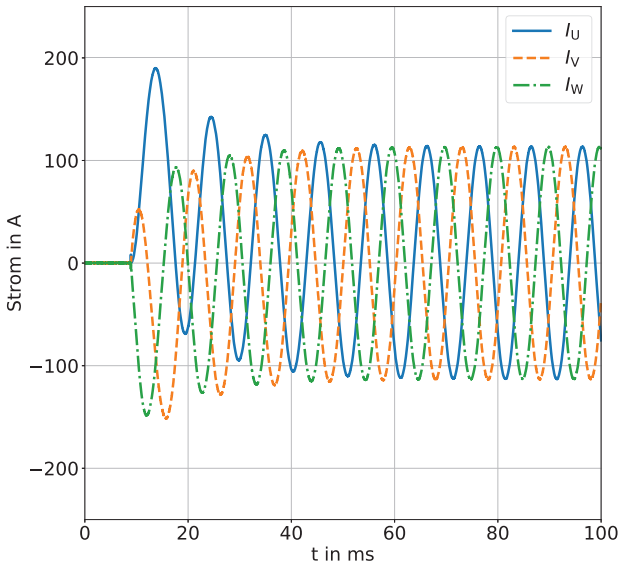
Der Grund für die Kurzschlussreihe ist, dass der Kurzschluss hinsichtlich des maximalen Phasenflusses nicht exakt ausgelöst werden kann. Die vorangegangene FEM Simulation hat in der Variation gezeigt, dass die durchgeführten und hier dokumentierten Fälle nahe an die gewünschte Bedingung herankommt.

In Abbildung 6.24 ist der Stromverlauf nach dem eingeleiteten Stoßkurzschluss aufgezeichnet. Dieser Verlauf stellt sich bei offenen Rotorspulen ein. Der maximale Strom, der dabei auftritt, beträgt 190 A und geht in einen effektiven Dauerkurzschlussstrom von 80 A über.

Bei der Kurzschlussmessung, die zum Stromverlauf in Abbildung 6.25 führt, sind die Rotorspulen wiederum kurzgeschlossen. Hier beträgt der maximale auftretende Strom 223 A, welcher ebenfalls in den effektiven Dauerkurzschlussstrom von 80 A übergeht. Wie bereits die FEM-Simulation gezeigt hat, ist der Statorstrom mit geschlossenen Rotorspulen größer, als wenn diese offen sind.

Bei keiner der Messungen konnte ein Unterschied der induzierte Spannung vor und nach dem Kurzschluss festgestellt werden. Somit ist bei den Messungen keine Entmagnetisierung aufgetreten.

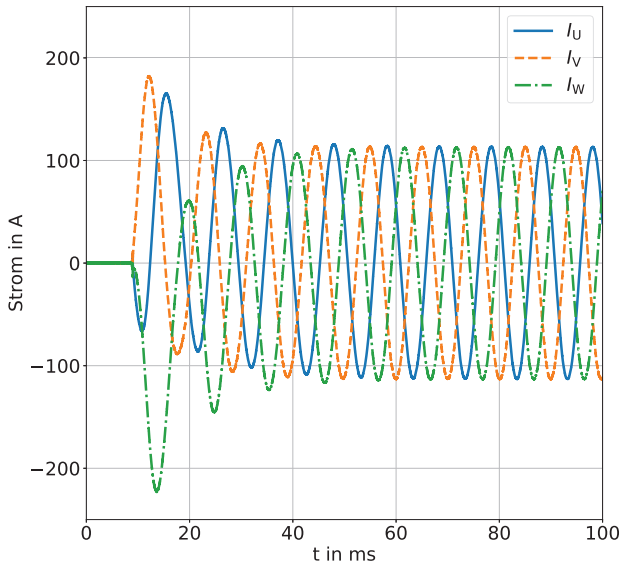
Das Regressionsverfahren, das bereits in Kapitel 6.3 zur Bestimmung der erweiterten Ersatzschaltbildparameter verwendet wurde (sofern diese vorhanden sind), wird auch auf die Verläufe der Statorströme in der Messung angewandt. Die Ergebnisse dieser Regression sind in Tabelle 6.5 zusammengefasst.



**Abbildung 6.24:** Messung der Statorströme mit offenen Rotorspulen

**Tabelle 6.5:** Maschinenparameter aus der Messung

Größe	Einheit	offene Spulen	geschlossene Spulen
$f_{el}$	Hz	94,9	93,9
$U_p$	V	260,0	257,4
$I_{1,KS,dauer}$	A	80	80
$I_{1,KS,max}$	A	190	223
$X_d$	$\Omega$	3,25	3,22
$X_d''$	$\Omega$	3,09	1,93
$X_q''$	$\Omega$	2,77	2,27
$T_d''$	s	0,05	0,003
$T_a$	s	0,011	0,008
$\varphi$	rad	0,13	-0,97



**Abbildung 6.25:** Messung der Statorströme mit geschlossenen Rotorspulen

In der Simulation wurde für den Stoßkurzschluss über den gesamten Zeitbereich eine konstante Drehzahl angenommen. In der realen Messung bremst die PMSM beide elektrischen Maschinen mit dem Kurzschlussmoment ab. Aufgrund der Frequenzänderung wurde der Zeitbereich der Regression auf die ersten Perioden reduziert, um ein besseres Ergebnis zu erzielen.

Wieder ist zu erkennen, dass bei geschlossenen Rotorspulen die subtransienten Reaktanzen reduziert werden und damit ein höherer Statorstrom gemessen wird. Außerdem ist die Drehzahl bei geschlossenen Rotorspulen kleiner als bei offenen Spulen, da auch das resultierende Stoßmoment größer ist. Dieses konnte nicht gemessen werden, da das maximale erwartete Drehmoment größer ist als das maximal zulässige Drehmoment der zur Verfügung stehenden Drehmomentmesswelle.

Messung und Simulation zeigen im Stromverlauf für beide Konfigurationen eine gute Übereinstimmung. Damit kann an dieser Stelle davon ausgegangen

werden, dass auch die nicht gemessenen Größen wie Drehmoment und Spulenstrom im Rotor eine gute Übereinstimmung haben und aus der Simulation verwendet werden können.

## 6.5 Zusammenfassung der Ergebnisse

Tabelle 6.6 fasst die Ergebnisse der analytischen Rechnung, der FEM-Simulation und Messung für die PMSM mit geschlossenen Rotorspulen zusammen. In der letzten Spalte wurden die gemessenen Ergebnisse auf 100 Hz umgerechnet, damit ein Vergleich direkt möglich ist. Zwischen den einzelnen Ergebnissen treten Unterschiede auf.

**Tabelle 6.6:** Zusammenfassung der Ergebnisse mit geschlossenen Spulen

Größe	Einheit	Analytik	Simulation	Messung	Messung*
$f_{el}$	Hz	100	100	93,9	100
$U_p$	V	277,5	274,8	257,4	274,1
$I_{1,KS,dauer}$	A	76,0	82,4	80,0	80,0
$I_{1,KS,max}$	A	—	234,7	223,0	223,0
$I_{2,KS,max}$	A	1990	2413	n/a	n/a
$X_d$	$\Omega$	3,65	3,33	3,22	3,43
$X_d''$	$\Omega$	—	2,29	1,93	2,06
Entlastung	%	27	19	n/a	n/a

\*Anmerkung: Für einen besseren Vergleich werden die Messergebnisse auf 100 Hz linear umgerechnet.

Die induzierte Spannung aus der Analytik und der FEM-Simulation zeigen eine sehr gute Übereinstimmung mit der gemessenen Spannung, wenn diese bei der selben Frequenz betrachtet wird. Jedoch wird in der Analytik die Induktivität der PMSM zu groß bestimmt, weshalb in dieser Abschätzung sowohl der Dauerkurzschlussstrom als auch der maximal auftretende Strom im Stator nach dem Klemmenkurzschluss zu klein ausfallen, wenn diese mit Simulation

und Messung verglichen werden. Dies hat zur Folge, dass auch der Strom in den Rotorspulen in der Analytik kleiner ausgewertet wird als in der Simulation. Auch kann aufgrund der analytischen Modellbildung die Entlastung nur in der ersten halben elektrischen Periode ausgewertet werden, was zu einem Unterschied im Vergleich der Entlastung führt. Die höheren Statorströme werden in der Analytik nicht ermittelt, da die Rückwirkung der kurzgeschlossenen Rotorspule nicht abgebildet wird. Daher ist es auch nicht möglich, die subtransiente Reaktanz aus den analytischen Ergebnissen abzuleiten und anzugeben.

Die FEM Simulation kann alle Größen im Voraus innerhalb der üblichen Toleranzen bestimmen. Die Abweichungen der Simulation zur Messung wird darin vermutet, dass die Wickelkopfinduktivität für diese PMSM zu klein abgeschätzt wurde. Der in der Simulation ermittelte Statorstrom liegt daher etwas über dem gemessenen Wert. Messung und Simulation zeigen insbesondere bei der induzierten Spannung und dem Stoßkurzschlussströmen im Stator eine gute Übereinstimmung. Es ist daher anzunehmen, dass das FEM-Modell die Realität gut abbildet und die ermittelte Entlastung auch in der Wirklichkeit auftritt, welche aber nicht direkt gemessen werden kann.

Für ein Hall-Sensor steht im Luftspalt nicht ausreichend Platz zur Verfügung, um diesen an der Magnetoberfläche zu positionieren. Außerdem wäre es mit diesem Sensor nicht möglich Haupt- und Streufluss zu trennen. Auch misst der Sensor nur lokal. Somit wäre auch bei ausreichend Bauraum eine qualitative Aussage über die Entlastung mittels Hall-Sensor nicht möglich.

Die Ströme im Rotor können in diesem Messaufbau ebenfalls nicht mitgemessen werden und sind daher für die Messung nicht angegeben. Der Strom in den Rotorspulen steigt kurzzeitig über 2000 A an. Für die Messung eines Stromes dieser Größenordnung müsste ein Stromwandler eingesetzt werden, der deutlich zu groß für die Montage auf dem Rotor ist. Eine Übertragung der Ströme mittels Bürste wäre ebenfalls nicht zu realisieren, da ein Bürstensystem zum Übertragen so hoher Ströme nicht auf der Welle des Motors montierbar ist. Hinzukommen würde, dass der zusätzliche Widerstand der Bürste und der Übergangswiderstand eines Schleifringes auf die Bürste, sowie die größere Leiterlänge der Spule das Ergebnis beeinflussen würde.

Mit diesen Einschränkungen in der Messtechnik, muss dann der Vergleich der Statorgrößen, die durch die Spulen signifikant beeinflusst werden, zwischen Messung und Simulation erfolgen. Bei der guten Übereinstimmung kann dann davon ausgegangen werden, dass die Simulation die Feldgrößen richtig bestimmt hat. In den Abbildungen 6.15 und 6.20 werden die unterschiedlichen Magnetbelastungen anhand des Feldbildes für die magnetische Feldstärke bei offenen und geschlossenen Rotorspulen deutlich.

Die Reduktion der Magnetbelastung kann in der Analytik, in der FEM Simulation und in durchgeführten Messungen nachgewiesen werden. Die Entlastung ist groß genug, um sie in spezifischen Anwendungen zu nutzen. So sind bei diesen z.B. günstigere Lösungen für PMSM mit Oberflächenmagneten zu finden.

Die subtransienten Parameter zeigen größere Unterschiede, sind aber hinreichend genau bestimmt, um in transienten Systemsimulationen weiter verwendet werden zu können.

Im Fall des Musters wurde die Polbedeckung etwas kleiner gewählt, als es für PMSM mit Oberflächenmagneten üblich ist, damit ausreichend Kupferquerschnitt für die Spulen im Rotor eingesetzt werden kann. Für das Muster ist die Leistungsfähigkeit somit etwas geringer, als wenn die optimale Polbedeckung gewählt werden kann.

Bei zunehmender Größe der elektrischen Maschine wird auch die Pollücke größer, sodass wieder eine optimale Polbedeckung ohne eine Einschränkung der Leistungsfähigkeit für die elektrische Maschine besteht. Beim Aufbau des Musters wurde jedoch darauf geachtet, keine Sonderteile einzusetzen. Z.B. wurde der verbreitete Statorblechschnitt einer sechspoligen Asynchronmaschine der Baugröße 200 verwendet. Wenn die vorgeschlagenen Spulen in einer realen Anwendung eingesetzt werden, wie sie z.B. in Kapitel 7 beschrieben wird, so wird das Design für die elektrische Maschine durch die spezifische Anwendung bestimmt. Die Spulen können dann in die Pollücke konstruiert werden und beeinflussen den stationären Betrieb von Maschinen mit einer Leistung größer 1 MW nicht.



Die Spulengüte der Rotorspulen ist bei dem vorgestellten Muster bereits sehr hoch. Am simulierten Stromverlauf erkennt man, dass der maximale Strom nicht viel größer ist, als der Strom in den Spulen zum Zeitpunkt der maximalen Belastung der Magnete. Dies zeigt, dass durch mehr Kupfereinsatz die Entlastung der Magnete nur noch unwesentlich erhöht werden kann und daher nicht sinnvoll ist.

Bei der analytischen Herleitung in Kapitel 5 wird gezeigt, dass die Streuinduktivität der Rotorspulen nicht zum Schutz der Magnete beiträgt. Diese Streufelder sind jedoch nicht vermeidbar. Eine komplette Entlastung der Magnete im Stoßkurzschlussfall ist somit nicht möglich.

Die erhöhte Belastung der Magnete im Stoßkurzschluss lässt sich folglich nicht vermeiden. Eine deutliche Reduktion ist hingegen möglich.



## 7 Anwendung

Folgend wird anhand eines Motors mit hohem Drehmoment das Potential in der praktischen Anwendung aufgezeigt. Es wird dargestellt, dass das Prinzip zur Reduktion der Magnetbelastung auch bei großen elektrischen Maschinen funktioniert und auch hier deutliche Verbesserungen im Entmagnetisierungsverhalten erzielt werden können.

Der elektromagnetischen Auslegung schließt sich eine preisliche Darstellung der vorgestellten Geometrie an, wobei auch die Vorteile am Wirtschaftsmarkt diskutiert werden.

### 7.1 Anwendung für Motoren mit hohem Drehmoment

PMSM finden als Antriebe häufig Gebrauch in Anwendungen, bei welchen trotz begrenztem Bauraum eine große Drehmomentdichte gewünscht ist. Da die Mustergeometrie primär für den physikalischen Nachweis entworfen wurde, wird folgend eine Geometrie vorgestellt, wie sie auch in der praktischen Anwendung in der metallverarbeitenden Industrie oder im Bereich der Schiffsantriebe zu finden sein kann. In Kapitel 1.1 wird ein möglicher Anwendungsbereich von 1 MW bis 25 MW genannt.

Die folgende elektrische Maschine erreicht ein Drehmoment von bis zu 200 kNm bei einer Drehzahl von  $300 \text{ min}^{-1}$  in einer Baugröße 800. Dies entspricht einer Abgabeleistung von ca. 6,3 MW.

Die exakte Drehzahl kann von Anwendung zu Anwendung unterschiedlich ausfallen. Jedoch kann diese durch eine Anpassung in der Windungszahl bzw. Blechgeometrie berücksichtigt werden.

Die Leistungsdaten des Motors für das Anwendungsbeispiel sind in Tabelle 7.1 zusammengefasst.

**Tabelle 7.1:** Nenndaten des Anwendungsbeispiels

Größe	Einheit	Wert
$P_N$	kW	6300
$n_N$	$\text{min}^{-1}$	300
$M_N$	kNm	200
$U_N$	V	750
$I_N$	A	5250
$f_N$	Hz	75

In Abbildung 7.1 ist die Geometrie aus der FEM Simulation wiedergegeben.

Die Statorwicklung ist wie bei der Mustergeometrie eine Bruchlochwicklung, bei der zwei Pole eine Urwicklung bilden und in der Simulation modelliert werden müssen. Die Magnete sind tangential und axial unterteilt, um die Wirbelströme in den Magneten zu begrenzen. Die Spulen im Rotor zur Entlastung der Magnete im Stoßkurzschluss sind in der Pollücke zwischen den Magneten platziert, wobei dabei auf eine Nutung verzichtet werden kann, da bereits eine ausreichend große Querschnittsfläche der Spulen erreicht ist.

Im Modell nicht dargestellt ist eine Bandage zur Sicherung der Magnete, die mit einer Dicke von 1 mm angenommen wird.

Tabelle 7.2 fasst die fundamentalen Abmessungen und Materialdaten zusammen. Der angegebene Luftspalt entspricht hier dem magnetisch wirksamen Luftspalt. Der mechanische Luftspalt beträgt 3 mm, da die Bandage zur Sicherung der Magneten in der Realität berücksichtigt werden muss.

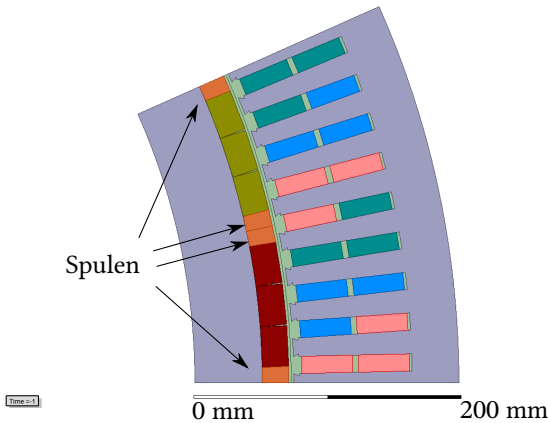


Abbildung 7.1: FEM Modell des Antriebsmotors

Für die Simulation wird angenommen, dass die Statorwicklung eine mittlere Temperatur von  $95\text{ °C}$  erreicht. Für die Magnete und die Rotorspulen wird angenommen, dass diese beiden Komponenten des Simulationsmodelles die identische Temperatur von  $80\text{ °C}$  annehmen.

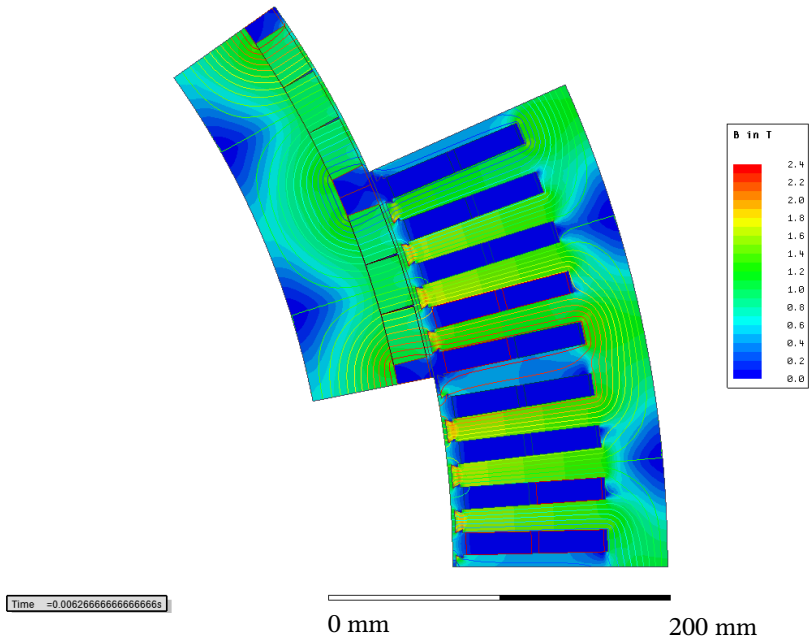
Die Verteilung der magnetischen Flussdichte im Leerlauf ist in Abbildung 7.2 dargestellt. Außerdem ist der Feldlinienverlauf im selben Zeitschritt der transienten Simulation abgebildet. Die magnetische Feldstärke wird in einer Skala von  $0\text{ T}$  bis  $2,4\text{ T}$  wiedergegeben.

Wird diese Geometrie wieder in ihrem Stoßkurzschlussverhalten aus dem Leerlauf heraus analysiert, erhält man die Ergebnisse der Tabelle 7.3. In dieser sind die Ergebnisse der FEM Simulation zusammengefasst. Dabei werden die Ergebnisse mit dem Index o für die offenen Rotorspulen und mit dem Index g für die geschlossenen Rotorspulen unterschieden. Auf die Darstellung der analytischen Ergebnisse wird an dieser Stelle für eine bessere Übersichtlichkeit verzichtet.

**Tabelle 7.2:** Maschinengeometrie des Anwendungsbeispiels

Größe	Einheit	Wert
$p$	–	15
$D_{1,a}$	mm	1400
$D_{1,i}$	mm	1150
$D_{2,a}$	mm	1102
$D_{2,i}$	mm	1000
$l_{Fe}$	mm	1200
$h_{n,ges}$	mm	89,6
$b_n$	mm	13
$N$	–	135
$\delta$	mm	4
$h_{mag}$	mm	20
$b_{mag}$	mm	3 * 30.8
$l_{mag}$	mm	24 * 50
Blechgüte	–	M400-50A
Magnetgüte	–	N42SH
Gesamtmasse	kg	ca. 16500

Wieder erkennt man, dass sowohl das Luftspaltmoment als auch der Statorstrom durch die kurzgeschlossenen Rotorspulen ansteigen. Jedoch sinken die ausgewerteten magnetischen Feldstärken in den Magneten deutlich. In der Tabelle werden jeweils vom zeitlichen Verlauf nur die maximal auftretenden Werte dargestellt, wofür hier kein zusätzlicher Index verwendet wird. Bei der Auswertung wird unterschieden, ob die magnetische Feldstärke über die gesamte Magnetfläche gemittelt (Index mittel) oder ob jeweils aus der gesamten Magnetfläche der absolut maximale Wert (Index max) ausgewertet wird. Dieser Wert soll an dieser Stelle klar machen, dass die magnetische Feldstärke nicht nur im Mittel, sondern auch in den Extrempunkten im gleichen Maße sinkt. Er soll nicht verwendet werden, um die Entmagnetisierung auszuschließen. Denn dieser Wert tritt nur in einem einzigen Element der FEM Simulation – und außerdem nicht flächig – auf. Die magnetische Feldstärke wird wie im Kapitel zuvor ausschließlich in Magnetisierungsrichtung der einzelnen Magneten ausgewertet.



**Abbildung 7.2:** Feldlösung der magnetischen Flussdichte aus der FEM Simulation im Leerlauf

In den vier letzten Reihen der Tabelle wird die Entlastung der Magnete anhand der reduzierten magnetischen Feldstärke absolut und in Prozent dargestellt. Sowohl in der Mittelwertbildung über die Magnete als auch in der Auswertung der maximalen Feldstärke kann eine Reduktion beobachtet werden. In diesem Beispiel kann aufgrund der reduzierten Magnetbelastung anstelle der vorgesehenen Magnetgüte *N42SH* eine Güte verwendet werden, deren Koerzitivfeldstärke bei den betrachteten 80 °C geringer ist.

Stattdessen kann z.B. die Güte *N42H* (siehe Abbildung A.4 im Anhang) verwendet werden, die durch die geringere Anforderung an die Koerzitivfeldstärke bei betriebswarmen Magneten weniger schwere, seltene Erden wie z.B. Dysprosium beinhaltet und damit günstiger ist.

**Tabelle 7.3:** FEM Ergebnisse für das Anwendungsbeispiel

Größe	Einheit	Wert (FEM)
$f_{el}$	Hz	75
$U_p$	V	455,6
$I_{1,KS,max,o}$	A	18677
$I_{1,KS,max,g}$	A	24833
$I_{2,KS,max}$	A	10980
$M_{max,o}$	kNm	304,7
$M_{max,g}$	kNm	419,8
$H_{mittel,o}$	-kA/m	651,9
$H_{mittel,g}$	-kA/m	476,7
$H_{max,o}$	-kA/m	967,6
$H_{max,g}$	-kA/m	800,6
Entlastung (mittel)	kA/m	175,2
Entlastung (max)	kA/m	167,0
Entlastung (mittel)	%	26,9
Entlastung (max)	%	17,3

Für eine Reduktion der Magnetbelastung muss damit der Preis eines höheren Stoßkurzschlussstroms im Stator und ein höheres Stoßmoment im Luftspalt bezahlt werden. Jedoch lassen sich auf der Rotorseite bei den Magneten ein großer Vorteil erzielen, der im Folgenden dargestellt wird.

## 7.2 Preisliche Darstellung

Zusätzlich zu der elektrischen und magnetischen Betrachtung ist es nötig, auch die Preisbildung der PMSM mit den zusätzlichen Komponenten zu betrachten.

Da Arbeitsstunden und Fertigungsaufwand stark davon abhängen, wer die produzierende Firma ist, ob diese eine Einzel- oder Serienfertigung betreibt



und in welchem Land diese produziert, wird dieser Einfluss in der folgenden Betrachtung ausgeklammert und einzig die Kosten der Aktivmaterialien Elektroblech, Kupfer und Magnete dargestellt. Auch Gehäuse, Lagerung und Welle, die stark von der Anwendung abhängig sind, werden nicht mit einbezogen, damit die Betrachtung allgemeingültig ist. Außerdem werden Kleinteile aus der Betrachtung ausgeschlossen, da deren Einfluss auf die Preisbildung zu vernachlässigen ist.

In Tabelle 7.4 sind die Massen, der für die Berechnung zu Grunde gelegte Preis pro Kilo und die resultierenden Kosten für die wichtigsten Komponenten aufgelistet. Im ersten Abschnitt sind die Daten für die konventionelle PMSM angegeben.

Im zweiten Abschnitt ist das zusätzliche Kupfer für die Spulen im Rotor mit aufgelistet und die neue Magnetgüte mit geringerer Koerzitivfeldstärke berücksichtigt.

**Tabelle 7.4:** Übersicht über die Aktivmaterialien und Preise

Material	Masse	Preis	Materialkosten
Stator Kupfer	1550 kg	7,0 €/kg	10850 €
Elektroblech	14224 kg	1,1 €/kg	15646 €
Magnet (N42SH)	498 kg	53,0 €/kg	26394 €
Rotor Kupfer	84 kg	5,5 €/kg	462 €
Magnet (N42H)	498 kg	37,1 €/kg	18476 €
Einsparung			7456 €

Die Tabelle zeigt, dass trotz zusätzlicher Kosten für die Rotorspulen die Magnetgüte-Änderung den Preis für die Aktivmaterialien insgesamt um etwa 7500 € senkt.

Durch die höheren Ströme und das höhere Drehmoment im Vergleich zur konventionellen PMSM ist es möglich, dass Komponenten zum Betrieb der elektrischen Maschine angepasst werden müssen. Dies sollte sich jedoch auf eine

Abstützung der Wickelköpfe für Stator und Rotor beschränken, um die Kräfte auf diese abzufangen. Die Kupplung öffnet bei Überlast, wenn das Drehmoment an der Welle ein maximal zulässigen Wert übersteigt. Somit werden die weiteren Komponenten des Antriebes durch das höhere Drehmoment nicht zusätzlich belastet. Die höheren Ströme im Kurzschluss treten nur kurzfristig auf. Anschlusskabel und Anschlusskasten werden auf Ströme ausgelegt, die dauerhaft auftreten, sodass hier keine Anpassungen zu erwarten sind.

Anpassungen die durch die neuen Eigenschaften der elektrischen Maschine notwendig sind, müssen bei einer exakten Kalkulation berücksichtigt werden. Der genannte Wert für das Anwendungsbeispiel stellt somit eine Obergrenze für die möglichen Einsparungen dar. Die Abstützung der Wickelköpfe lässt sich jedoch günstig realisieren, womit eine Einsparung über 5000 € sicher möglich ist.

Für die Kalkulation wurden die derzeit üblichen Marktpreise verwendet. Insbesondere bei den angesetzten Magnetpreisen können sich schnelle Änderungen wie z.B. im Jahr 2011 ergeben, als sich die Preise der verschiedenen Magnetgüten aufgrund von steigenden Dysprosiumpreisen vervielfacht haben.

Seltene Erden und im Speziellen Dysprosiium werden überwiegend in China gewonnen, weshalb eine starke Abhängigkeit der Magnetpreise von den chinesischen Exportbestimmungen besteht. Außerdem sind die Preise – wie bei jedem Rohstoff – stark abhängig von der aktuellen Nachfrage am Weltmarkt. Die Nachfrage nach elektrischen Maschinen mit hohen Wirkungsgraden bzw. hohen Drehmomenten wird weiter in der Zukunft steigen und damit auch die Nachfrage nach Permanentmagneten.

Eine reduzierte Magnetgüte bedeutet bei Standardgüten auch ein geringerer Dysprosiumenteil, da dieser üblicherweise eingesetzt wird, um hohe Koerzitivfeldstärken bei gleichzeitig hohen Temperaturen, also eine gute Temperaturbeständigkeit, zu erreichen. Aufgrund steigender Nachfrage oder Verknappung am Markt ist es daher möglich, dass das Einsparpotential bei steigenden Magnetpreisen deutlich größer wird. Außerdem sollte der Maschinenpreis bei volatilen Preisen der schweren seltenen Erden – wie Dysprosiium – stabiler

bleiben, da deren Anteil am Materialmix der Magnete geringer ist und weniger stark in den Magnetpreis eingeht.

Die reduzierte Magnetbelastung im Stoßkurzschluss kann somit genutzt werden, um den Preis einer elektrischen Maschine in der Summe zu reduzieren und um eine geringere Abhängigkeit vom teuren Dysprosium zu schaffen.



# 8 Zusammenfassung und Ausblick

## 8.1 Zusammenfassung der Arbeit

Ausgehend von den Maxwellschen Gleichungen der Elektromagnetik kann der magnetische Kreis einer PMSM mit Oberflächenmagneten eindimensional unter Berücksichtigung der Nichtlinearität von Elektroblech berechnet werden. Dies bildet die Grundlage für die Berechnung von PMSM. Ausgehend von der klassischen Theorie zur Berechnung und Beschreibung elektrischer Maschinen können hiermit die wichtigsten Ersatzschaltbildparameter zur Charakterisierung einer PMSM bestimmt werden. Diese beinhalten die induzierte Spannung, den Statorwiderstand und die verschiedenen Induktivitäten wie Haupt- und Streuinduktivitäten, mit welchen das stationäre Verhalten einer PMSM einfach dargestellt werden kann.

Das Kurzschlussverhalten einer elektrisch erregten Synchronmaschine lässt sich auf die PMSM übertragen und vereinfachen. Somit kann die klassische Beschreibung der Synchronmaschine beibehalten werden. Zusätzlich kann die Belastung der Permanentmagnete aufgrund der Statordurchflutung einer PMSM ermittelt werden.

Die aus dem Design resultierende Magnetbelastung ist bei PMSM mit Oberflächenmagneten gegeben und lässt sich nicht durch eine Anpassung der Rotorgeometrie verändern. Stattdessen wird sie üblicherweise über die Wahl der Magnetgüte beherrscht. Abweichend zu den bisherigen Lösungen für PMSM mit Oberflächenmagneten können anstelle davon Rotorspulen um die Magnetreihen eines Poles platziert werden – und zwar so, dass ein magnetischer Rotorpol komplett umschlossen ist. Diese Spulen werden stirnseitig kurzgeschlossen und können damit eine wirksamen Entlastung erzeugen.

Dafür müssen die Spulen einigen Design-Regeln entsprechen, um effektiv zu sein. Es resultiert ein Stromverlauf in den Rotorspulen, der zum Zeitpunkt der maximalen Magnetbelastung ein magnetisches Feld aufbaut und der Statordurchflutung entgegenwirkt. Die Magnete erfahren beim dreiphasigen Stoßkurzschluss mit Rotorspulen eine geringere Belastung als ohne Spulen.

Auf den stationären Betrieb haben die kurzgeschlossenen Spulen keinen Einfluss, da der Magnetfluss bezogen auf den Rotor konstant ist und sich nicht wie beim Stoßkurzschluss mit der elektrischen Frequenz des Stators ändert.

Auf die Ströme der Statorwicklung haben die Rotorspulen einen Einfluss. Die Ströme in den Spulen können mit den Wirbelströmen in der Dämpferwicklung einer elektrisch erregten Synchronmaschine verglichen werden. Diese werden in der klassischen Maschinentheorie im zeitlichen Verlauf durch subtransiente Reaktanzen modelliert. Bei der PMSM mit Oberflächenmagneten und Rotorspulen kann der Einfluss der stromführenden Spulen ebenfalls für die Statorgrößen durch diese Reaktanzen beschrieben werden. Die subtransienten Reaktanzen sind kleiner als die entsprechenden für den stationären Betrieb; sie führen bei kurzgeschlossenen Spulen im Rotor zu höheren Spitzenwerten der Statorströme im zeitlichen Verlauf. Das Luftspaltmoment, das proportional zu den Statorströmen und dem Magnetfluss ist, wird ebenfalls erhöht.

Wenn die Entlastung nicht dazu genutzt werden soll, durch die reduzierte Magnetbelastung ein Design zu ermöglichen, bietet die Magnetentlastung eine Möglichkeit, die Magnetgüte dahingehend zu ändern, dass die Koerzitivfeldstärke reduziert wird. Magneten mit geringerer Koerzitivfeldstärke haben einen niedrigeren Preis am Markt, da in solchen weniger schwere, seltene Erden wie z.B. Dysprosium eingesetzt werden müssen. Diese wiederum bestimmen durch ihren hohen Marktpreis den Magnetpreis. Gleichzeitig kann damit die Abhängigkeit vom Dysprosiumpreis reduziert werden.

Im aktuellen Stand der Technik in Literatur und Forschung ist keine Beschreibung der Magnetbelastung vorhanden, die ausgehend vom magnetischen Kreis und durch konsequente Anwendung der klassischen Maschinentheorie die Magnetbelastung von PMSM mit Oberflächenmagneten wiedergibt. In

der vorliegenden Arbeit wurde diese erarbeitet. Anhand eines Modells wurde die analytische Modellbildung, die FEM-Simulation sowie die zugehörigen Messungen validiert.

Für PMSM mit Oberflächenmagneten gab es keine Möglichkeit, die aus dem Design resultierende Belastung der Magnete im Stoßkurzschluss zu reduzieren. In dieser Arbeit wurde eine Idee entwickelt, wie mit geringem Aufwand und bekannten Technologien die Magnetbelastung reduziert werden kann. Auch wenn im Rotor zusätzliche Bauteile notwendig sind wie z.B. die Rotorspulen, bringen diese keine zusätzliche Komplexität in die PMSM. Diese sind nämlich vollkommen passiv und trotzdem nur im Stoßkurzschluss aktiv. Die Arbeit stellt eine Möglichkeit vor, wie die auftretenden physikalischen Vorgänge auf der Basis der klassischen Maschinentheorie im zeitlichen Verlauf beschrieben werden kann.

Die Messung an ein und der selben Maschine durch Öffnen und Schließen der Rotorspulen ermöglicht einen direkten Vergleich der zwei Maschinenarten und zeigt die Wirksamkeit mit Messungen auf.

## 8.2 Ausblick

Über den in dieser Arbeit erbrachten Nachweis der Wirksamkeit von um die Magnetpole positionierten Rotorspulen einer PMSM zur Reduzierung der Magnetbelastung im Stoßkurzschluss sowie über einen Vorschlag einer typischen Anwendung in der Praxis hinaus bestehen weitere Anwendungsmöglichkeiten als auch Themen zur wissenschaftlichen Betrachtung, die in dieser Arbeit nicht abschließend ausgeführt werden können. Daher soll ein kleiner Ausblick gegeben werden.

In einer weiterführenden Arbeit könnte untersucht werden, ob die Rotorspulen zur Reduzierung der Magnetbelastung auch für die Geberlose Regelung von PMSM mit Oberflächenmagneten bei kleinen Drehzahlen sowie im Stillstand nach [Qua16] eingesetzt werden können. Die Spulen, wie sie in [Qua16] designet wurden, haben einen kleinen Querschnitt. Im Gegensatz zum Design der Spulen aus der vorliegenden Arbeit haben sie außerdem keinen Einfluss

auf das dynamische Verhalten der PMSM, wie z.B. auf die Maschinendynamik während des Stoßkurzschlusses. Durch die Kombination beider Anwendungsmöglichkeiten ergeben sich neben dem hier vorgestellten finanziellen Vorteil in der Maschine ein zusätzlicher finanzieller Nutzen im System aus elektrischer Maschine und Umrichter. Denn auf einen Positionsgeber kann beispielsweise verzichtet werden.

Verschiedene weiterführende Arbeiten könnten sich mit Hinblick auf Spezialanwendungen finden lassen. Hierbei bietet sich eine Optimierung hinsichtlich des Systems aus elektrischer Maschine und Umrichter an. Sehr interessant sind damit Anwendungen in der Antriebstechnik für die Automobil- oder die Windenergiebranche. Hier besteht ein großer Kostendruck durch viele Marktteilnehmer und Anforderungen von der Kundenseite. Außerdem muss sich die PMSM vielseitig in der Antriebstechnik behaupten: Gegen doppeltgespeiste Asynchronmaschinen, Asynchronmaschinen mit Käfigrotoren, elektrisch erregte Synchronmaschinen und Reluktanzmaschinen.

Generell bietet die Systembetrachtung viele Untersuchungsmöglichkeiten, da sich die PMSM mit Rotorspulen im dynamischen Verhalten zu der konventionellen PMSM unterscheidet. Dies wurde durch einen Vergleich der vorgestellten Beispielgeometrie mit offenen und geschlossenen Rotorspulen deutlich. In diesem System ist es notwendig, dass Umrichter und Mechanik die etwas höheren Ströme und Drehmomente bzw. Kräfte weiterhin beherrschen. Dies sollte auch in der Auslegung berücksichtigt werden.

Die kurzgeschlossenen Rotorspulen führen nachweislich zu geringeren subtransienten Reaktanzen im Vergleich zu den stationären. In einer weiterführenden Arbeit könnte der Einfluss dieser Reaktanzen auf die Regelungsdynamik einer PMSM untersucht werden. Da die Reaktanzen einer PMSM in der Regelungstechnik entgegen einer Betriebspunktänderung wirken, würden die kleineren subtransienten Reaktanzen eine schnellere Betriebspunktänderung bei gleicher, treibender Spannung zulassen. Bei Drehzahländerungen sollte beachtet werden, dass durch die zusätzlichen Kupferspulen das Trägheitsmoment des Rotors erhöht wird. Für diese Betrachtung könnte eine Erweiterung



des klassischen Regelungsmodells, welches häufig auf den stationären Reaktanzen basiert, um die subtransienten Reaktanzen erfolgen und zu neuen interessanten Ergebnissen führen.



# Literaturverzeichnis

## Eigene Veröffentlichungen

- [Bra16a] BRAUN, J. and DOPPELBAUER, M.: „Calculation of the demagnetization for permanent magnet synchronous machines“. In: *XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)* (2016), S. 173–179 (siehe S. 49).
- [Bra16b] BRAUN, J. and DOPPELBAUER, M.: „Protection against demagnetization with rotor coils for permanent magnet synchronous machines“. In: *XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)* (2016), S. 550–556 (siehe S. 60).

## Fremdliteratur

- [Ber87] BERGMANN, L. and SCHAEFER, C.: Lehrbuch der Experimentalphysik. Hrsg. von GOBRECHT, H. 7. Aufl. / neubearb. und erw. von Heinrich Gobrecht ... Bd. 2: Elektrizität und Magnetismus. Berlin [u.a.]: de Gruyter, 1987 (siehe S. 77).
- [Bin12] BINDER, A.: Elektrische Maschinen und Antriebe : Grundlagen, Betriebsverhalten. Berlin, Heidelberg: Springer, 2012 (siehe S. 3, 20–25, 27, 28, 33, 38–40, 44–46, 53).
- [Böd62] BÖDEFELD, T. and SEQUENZ, H.: Elektrische Maschinen: eine Einführung in die Grundlagen. 6., neubearb. u. erw. Aufl. Wien: Springer, 1962 (siehe S. 38).

- [Bon62] BONFERT, K.: Betriebsverhalten der Synchronmaschine : Bedeutung der Kenngrößen für Planung u. Betrieb elektr. Anlagen u. Antriebe. Berlin: Springer, 1962 (siehe S. 7, 38, 44).
- [Bro06] BRONŠTEJN, I. N., Hrsg.: Taschenbuch der Mathematik. Frankfurt am Main: Deutsch, 2006 (siehe S. 71).
- [Car26] CARTER, F. W.: „The magnetic field of the dynamo-electric machine“. In: *Journal of the Institution of Electrical Engineers* (1926), S. 1115–1138 (siehe S. 19).
- [Dea08] DEAK, C.; PETROVIC, L.; BINDER, A.; MIRZAEI, M.; IRIMIE, D. and FUNIERU, B.: „Calculation of eddy current losses in permanent magnets of synchronous machines“. In: *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion* (2008), S. 26–31 (siehe S. 56, 94).
- [Dem07] DEMPEWOLF, K. H. and PONICK, B.: „Modelling of permanent magnet synchronous machines for simulations of transient phenomena“. In: *European Conference on Power Electronics and Applications* (2007), S. 1–10.
- [Dop15] DOPPELBAUER, M.: Skript zur Vorlesung: Entwurf elektrischer Maschinen. 2015 (siehe S. 26).
- [Ede07] EDE, J. D.; ATALLAH, K.; JEWELL, G. W.; WANG, J. B. and HOWE, D.: „Effect of Axial Segmentation of Permanent Magnets on Rotor Loss in Modular Permanent-Magnet Brushless Machines“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* (2007), S. 1207–1213 (siehe S. 56).
- [Eil10] EILENBERGER, A. and SCHRÖDL, M.: „Sudden short-circuit analysis of a salient permanent magnet synchronous machine with buried magnets for traction applications“. In: *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC* (2010), S. 117–120.

- [Fag13] FAGGION, A.; FORNASIERO, E.; BIANCHI, N. and BOLOGNANI, S.: „Sensorless Capability of Fractional-Slot Surface-Mounted PM Motors“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* (2013), S. 1325–1332.
- [Fis13] FISCHER, R.: Elektrische Maschinen. 16., aktualisierte Auflage. München: Hanser Verlag, 2013 (siehe S. 38–40).
- [Fu16] FU, W. N. and CHEN, Y.: „A Post-Assembly Magnetization Method for a Line-Start Permanent-Magnet Motor“. In: *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 26 (2016), S. 1–4.
- [Fur06] FURLAN, P.: Das gelbe Rechenbuch. Bd. 3: Gewöhnliche Differentialgleichungen, Funktionentheorie, Integraltransformationen, partielle Differentialgleichungen. Dortmund: Furlan, 2006 (siehe S. 71).
- [Gie02] GIERAS, J. F. and WING, M.: Permanent magnet motor technology : design and applications. Electrical and computer engineering ; 113. New York, NY: Dekker, 2002.
- [Ive07] IVERS-TIFFÉE, E. and MÜNCH, W. von, Hrsg.: Werkstoffe der Elektrotechnik. 10., überarbeitete und erweiterte Auflage. Springer-Link: Bücher. Wiesbaden: Teubner, 2007 (siehe S. 16, 18).
- [Kat05] KATTER, M.: „Angular dependence of the demagnetization stability of sintered Nd-Fe-B magnets“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* (2005), S. 3853–3855 (siehe S. 96).
- [Klo11] KLONTZ, K.W.; MILLER, T.J.E.; MCGILP, M.I.; KARMAKER, H. and ZHONG, P.: „Short-Circuit Analysis of Permanent-Magnet Generators“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* (2011), S. 1670–1680 (siehe S. 7).
- [Küp13] KÜPFMÜLLER, K.: Theoretische Elektrotechnik : Eine Einführung. Hrsg. von MATHIS, W. and REIBIGER, A. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2013 (siehe S. 12, 13, 27, 66, 77).

- [Mey06] MEYER, M. and BÖCKER, J.: „Transient peak currents in permanent magnet synchronous motors for symmetrical short circuits“. In: *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion* (2006), S. 404–409 (siehe S. 44).
- [Mil09] MILLER, T. J. E.; MCGILP, M. I. and KLONTZ, K. W.: „Approximate methods for calculating rotor losses in permanent-magnet brushless machines“. In: (2009), S. 1–8.
- [Min15] MINGARDI, D.; FORNASIERO, E.; BIANCHI, N.; BOLOGNANI, S. and FAGGION, A.: „Ring Losses Evaluation in Ringed-Pole PM Motors“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* (2015), S. 3686–3695.
- [Mir10] MIRZAEI, M.; BINDER, A. and DEAK, C.: „3D analysis of circumferential and axial segmentation effect on magnet eddy current losses in permanent magnet synchronous machines with concentrated windings“. In: *The XIX International Conference on Electrical Machines* (2010), S. 1–6 (siehe S. 56, 94).
- [Mir12] MIRZAEI, M.; BINDER, A.; FUNIERU, B. and SUSIC, M.: „Analytical Calculations of Induced Eddy Currents Losses in the Magnets of Surface Mounted PM Machines With Consideration of Circumferential and Axial Segmentation Effects“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* (2012), S. 4831–4841.
- [Mül08] MÜLLER, G.; VOGT, K. and PONICK, B.: *Elektrische Maschinen*. 6., völlig neu bearb. Aufl. Bd. 2: Berechnung elektrischer Maschinen. Weinheim: Wiley-VCH, 2008 (siehe S. 29, 31, 32, 67).
- [Neu16] NEUBAUER, M.; NEUDORFER, H. and SCHRÖDL, M.: „Influence of the rotor optimization of an interior permanent magnet synchronous generator on the short circuit behavior“. In: *XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)* (2016), S. 1828–1834 (siehe S. 8).
- [Ou18] OU, J.; LIU, Y.; QU, R. and DOPPELBAUER, M.: „Experimental and Theoretical Research on Cogging Torque of PM Synchronous Motors Considering Manufacturing Tolerances“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2018), S. 3772–3783.

- [Qua15] QUATTRONE, F. and PONICK, B.: „Active Differential Inductance Control of Permanent Magnet Synchronous Machines Using Short-Circuited Rotor Coils“. In: *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)* (2015), S. 1–7.
- [Qua16] QUATTRONE, F. and PONICK, B.: „Evaluation of a permanent magnet synchronous machine with a rotor coil for improved self-sensing performance at low speed“. In: *XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)* (2016), S. 1680–1685 (siehe S. 9, 131).
- [Ric67] RICHTER, R.: Elektrische Maschinen. Bd. 1: Allgemeine Berechnungselemente : die Gleichstrommaschinen. Basel: Birkhäuser, 1967 (siehe S. 29).
- [Ruo08] RUOHO, S. and ARKKIO, A.: „Partial Demagnetization of Permanent Magnets in Electrical Machines Caused by an Inclined Field“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* (2008), S. 1773–1778 (siehe S. 96).
- [Ruo10] RUOHO, S.; HAAVISTO, M.; TAKALA, E.; SANTA-NOKKI, T. and PAJU, M.: „Temperature Dependence of Resistivity of Sintered Rare-Earth Permanent-Magnet Materials“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* (2010), S. 15–20.
- [Sch01] SCHOPPA, A.P.: Einfluss der Be- und Verarbeitung auf die magnetischen Eigenschaften von schlussgeglühtem, nichtkornorientiertem Elektroband. 2001 (siehe S. 94).
- [Sch09] SCHROEDER, D., Hrsg.: Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen. SpringerLink : Bücher. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009 (siehe S. 36, 37).
- [Sti14] STIEBLER, M.: „Sub-transients in PM synchronous generator with diode rectifier load“. In: *International Conference on Electrical Machines (ICEM)* (2014), S. 283–289 (siehe S. 49).
- [Sun08] SUN, Z.; WANG, J.; HOWE, D. and JEWELL, G.: „Analytical Prediction of the Short-Circuit Current in Fault-Tolerant Permanent-Magnet Machines“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2008), S. 4210–4217.

- [Tip06] TIPLER, P. A. and MOSCA, G.: Physik für Wissenschaftler und Ingenieure. Hrsg. von [HRSG.], D. Pelte. 2. dt. Aufl., rev. Nachdr. Bd. [Hauptbd.]: Heidelberg: Spektrum Akad. Verl., 2006 (siehe S. 61).
- [Vei16] VEIGEL, M. and DOPPELBAUER, M.: „Analytic modelling of magnetic losses in laminated stator cores with consideration of interlamination eddy currents“. In: (2016), S. 1339–1344 (siehe S. 94).
- [Wel03] WELCHKO, B. A.; JAHNS, T. M.; SOONG, W. L. and NAGASHIMA, J. M.: „IPM synchronous machine drive response to symmetrical and asymmetrical short circuit faults“. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* (2003), S. 291–298.
- [Win16] WINZER, P. and DOPPELBAUER, M.: „A hybrid permanent magnet and wound field synchronous machine with displaced reluctance axis capable of symmetric four quadrant operation“. In: *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)* (2016), S. 1–11.
- [Xua12] XUAN, H. Vu; POLINDER, H.; LAHAYE, D. and FERREIRA, J. A.: „Modeling for the design of fractional slot PM machines with concentrated windings protected from demagnetization during three-phase short circuit“. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (2012), S. 1276–1283.
- [Xua13] XUAN, H. Vu; LAHAYE, D.; POLINDER, H. and FERREIRA, J. A.: „Influence of Stator Slotting on the Performance of Permanent-Magnet Machines With Concentrated Windings“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* (2013), S. 929–938 (siehe S. 19).
- [Zha10] ZHAO, G.; TIAN, L.; SHEN, Q. and TANG, R.: „Demagnetization Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machines under Short Circuit Fault“. In: *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference* (2010), S. 1–4 (siehe S. 8).



## Normen

- [DIN15] DIN EN 60404-8-1: Magnetische Werkstoffe - Teil 8-1: Anforderungen an einzelne Werkstoffe - Hartmagnetische Werkstoffe (Dauermagnete). 2015 (siehe S. 18).
- [IEC08] IEC 60034-4: Rotating electrical machines - Part 4: Methods for determining synchronous machine quantities from tests. 2008 (siehe S. 38, 40).
- [IEC10] IEC 60034-1: Rotating electrical machines - Part 1: Rating and performance. 2010 (siehe S. 34).

## Datenblätter

- [Arn16a] ARNOLD MAGNETIC TECHNOLOGIES CORP.: Sintered Neodymium-Iron-Boron Magnets - N42H. 151021a. [www.arnoldmagnetics.com](http://www.arnoldmagnetics.com). 2016 (siehe S. 153).
- [Arn16b] ARNOLD MAGNETIC TECHNOLOGIES CORP.: Sintered Neodymium-Iron-Boron Magnets - N42SH. 151021a. [www.arnoldmagnetics.com](http://www.arnoldmagnetics.com). 2016 (siehe S. 89, 152).

## Sonstige Quellen

- [Sie18] SIEMENS AG: eSiPOD. <https://www.industry.siemens.com/verticals/global/de/marine/seiten/marine.aspx>. 28.05.2018 (siehe S. 3).
- [Swi18] SWITCH, The: FusionDrive. <https://theswitch.com/download-center/images/wind-power/>. 28.05.2018 (siehe S. 4).



# Abbildungsverzeichnis

1.1	Schiffsantrieb eSiPOD der Siemens AG [Sie18]	3
1.2	FusionDrive von The Switch [Swi18]	4
3.1	Maschinenmodell der PMSM in flacher Darstellung	15
3.2	Hysteresekurve eines magnetischen Materials	17
3.3	Integrationsweg des Durchflutungsgesetzes im Leerlauf	19
3.4	Darstellung des Magnetarbeitspunktes im zweiten Quadranten der Hysteresekurve	21
3.5	Maschinengeometrie a) ohne Rotorspulen b) mit Rotorspulen	28
3.6	Nutgeometrie zur Berechnung der Nutstreuung	30
3.7	Zahnkopfstreuung nach [Mül08]	32
3.8	Ersatzschaltbild der PMSM mit Oberflächenmagneten	35
3.9	Achsenlage der PMSM nach [Sch09]	37
3.10	$X_d''$ nach [Bin12] und [Fis13] angepasst für die PMSM	39
3.11	$X_q''$ nach [Bin12] und [Fis13] angepasst für die PMSM	40
4.1	Beispiel für den Verlauf des Kurzschlussstroms im dq-System	47
4.2	Beispiel für den Verlauf des Kurzschlussstroms der Phasen U,V und W	48
4.3	Vereinfachte Darstellung von Leerlauf bei $t = 0$ s (links) und Kurzschluss zum Zeitpunkt $t = T_{el}/2$ (rechts) anhand eines Polpaares	51
4.4	Beispiel für den Verlauf des Kurzschlussstroms im dq-System nach Gleichung 4.7 und 4.8	52

4.5	Grundwelle der Felderregerkurve nach $T_{el}/2$ im Kurzschluss in einer idealisierten Darstellung . . . . .	54
4.6	J-H-Kurve eines Permanentmagneten . . . . .	57
4.7	Idealisierter Verlauf des Magnetflusses nach dem Kurzschluss . . . . .	58
5.1	Rotorspule um ein Magnetpol . . . . .	61
5.2	Integrationsweg zur Bestimmung der Hauptinduktivität für die Rotorspule . . . . .	62
5.3	Rotornutgeometrie . . . . .	66
5.4	Beispiel für den Verlauf des Stromes in der Rotorspule . . . . .	74
5.5	Einfluss der Variation des Spulenwiderstandes auf den Spulenstrom . . . . .	76
6.1	Schnitt durch CAD Modell des konstruierten Musters . . . . .	82
6.2	Detailansicht von Rotor mit Spulen der Mustermaschine . . . . .	83
6.3	Blechzeichnung der PMSM mit Rotornuten für die Spulen . . . . .	85
6.4	Geometrie der Statornut . . . . .	86
6.5	Analytisch berechneter Fluss durch eine offene Rotorspule . . . . .	88
6.6	Analytisch berechneter Strom durch geschlossene Rotorspule . . . . .	89
6.7	Analytisch berechneter resultierender Hauptfluss durch geschlossene Rotorspule . . . . .	90
6.8	Analytisch berechnete mittlere magnetische Feldstärke bei offener und geschlossener Rotorspule . . . . .	91
6.9	B-H-Kurve des Magneten bei 20 °C mit verschiedenen Arbeitspunkten; 1: Leerlauf, 2: Kurzschluss ohne Spulen, 3: Kurzschluss mit Spulen . . . . .	91
6.10	Zweidimensionales FEM Modell . . . . .	93
6.11	Feldlösung der magnetischen Flussdichte aus der FEM Simulation im Leerlauf . . . . .	95
6.12	Mit FEM berechnete Statorströme im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit offenen Rotorspulen . . . . .	96
6.13	Mit FEM berechnetes Drehmoment im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit offenen Rotorspulen . . . . .	97

---

6.14	Mit FEM berechnete mittlere magnetische Feldstärke im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit offenen Rotorspulen . . . . .	98
6.15	Feldlösung der magnetischen Feldstärke aus der FEM Simulation bei offenen Rotorspulen . . . . .	99
6.16	Mit FEM berechnete Statorströme im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit geschlossenen Rotorspulen . . . . .	100
6.17	Mit FEM berechneter Rotorstrom im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit geschlossenen Rotorspulen . . . . .	101
6.18	Mit FEM berechnetes Drehmoment im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit geschlossenen Rotorspulen . . . . .	102
6.19	Mit FEM berechnete mittlere magnetische Feldstärke im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit offenen Rotorspulen . . . . .	103
6.20	Feldlösung der magnetischen Feldstärke aus der FEM Simulation bei geschlossenen Rotorspulen . . . . .	104
6.21	Motor auf Prüfstand . . . . .	108
6.22	Motor mit abgenommenem AS-Lagerschild . . . . .	109
6.23	Motor mit abgenommenem BS-Lagerschild . . . . .	110
6.24	Messung der Statorströme mit offenen Rotorspulen . . . . .	112
6.25	Messung der Statorströme mit geschlossenen Rotorspulen . . . . .	113
7.1	FEM Modell des Anwendungsbereichs . . . . .	121
7.2	Feldlösung der magnetischen Flussdichte aus der FEM Simulation im Leerlauf . . . . .	123
A.1	Mit FEM berechnete mittlere magnetische Feldstärke der einzelnen Magnete im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit offenen Rotorspulen . . . . .	150
A.2	Mit FEM berechnete mittlere magnetische Feldstärke der einzelnen Magnete im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit geschlossenen Rotorspulen . . . . .	151
A.3	Magnetkennlinie von N42SH von [Arn16b] . . . . .	152
A.4	Magnetkennlinie von N42H von [Arn16a] . . . . .	153
A.5	Mit FEM berechnete Statorströme im Kurzschluss aus einem Lastpunkt mit offenen Rotorspulen . . . . .	155

A.6	Mit FEM berechnetes Drehmoment im Kurzschluss aus einem Lastpunkt mit offenen Rotorspulen . . . . .	156
A.7	Mit FEM berechnete mittlere magnetische Feldstärke im Kurzschluss aus einem Lastpunkt mit offenen Rotorspulen . . .	157
A.8	Mit FEM berechnete Statorströme im Kurzschluss aus einem Lastpunkt mit geschlossenen Rotorspulen . . . . .	159
A.9	Mit FEM berechneter Rotorstrom im Kurzschluss aus einem Lastpunkt mit geschlossenen Rotorspulen . . . . .	160
A.10	Mit FEM berechnetes Drehmoment im Kurzschluss aus einem Lastpunkt mit geschlossenen Rotorspulen . . . . .	161
A.11	Mit FEM berechnete mittlere magnetische Feldstärke im Kurzschluss aus einem Lastpunkt mit geschlossenen Rotorspulen . . . . .	162

# Tabellenverzeichnis

3.1	Einteilung der Werkstoffe der PMSM nach [Ive07] . . . . .	18
6.1	Geometrie der Mustermaschine . . . . .	84
6.2	Analytisch bestimmte Maschinenparameter – Stator . . . . .	87
6.3	Analytisch bestimmte Maschinenparameter – Rotor . . . . .	87
6.4	Maschinenparameter aus der Simulation . . . . .	105
6.5	Maschinenparameter aus der Messung . . . . .	112
6.6	Zusammenfassung der Ergebnisse mit geschlossenen Spulen . . . . .	114
7.1	Nenndaten des Anwendungsbeispiels . . . . .	120
7.2	Maschinengeometrie des Anwendungsbeispiels . . . . .	122
7.3	FEM Ergebnisse für das Anwendungsbeispiel . . . . .	124
7.4	Übersicht über die Aktivmaterialien und Preise . . . . .	125



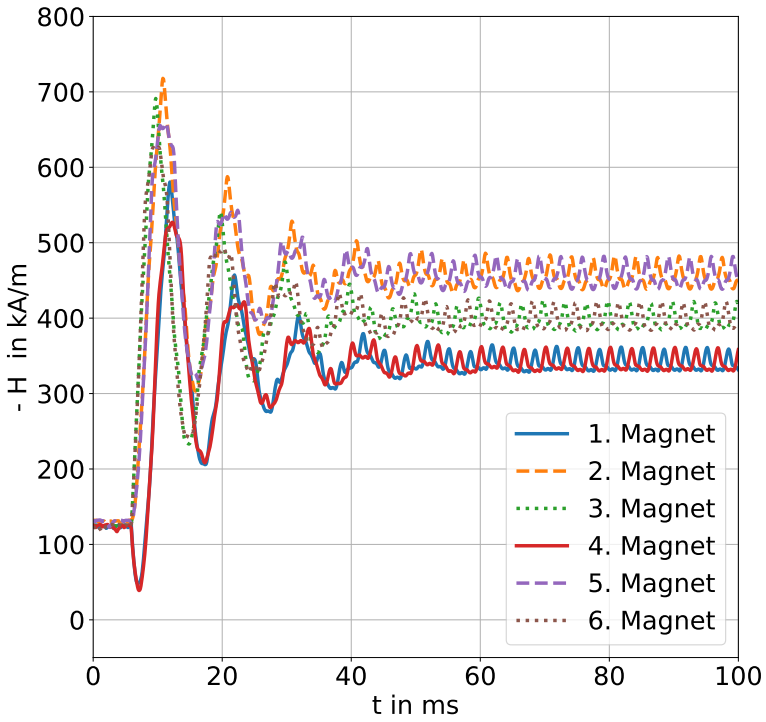


# A Anhang

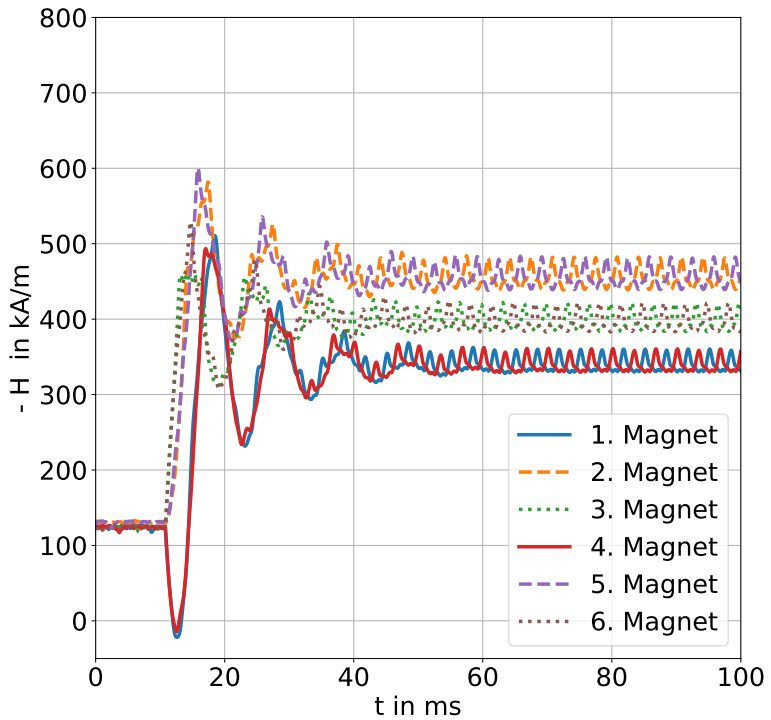
Im Folgenden sind einige weitere Informationen zum Hauptteil der Arbeit aufgeführt.

## A.1 Ergänzungen

Ergänzend zu den im Hauptteil dargestellten magnetischen Feldstärken innerhalb der Permanentmagnete während des dreiphasigen Stoßkurzschlusses sind in [Abbildung A.1](#) und [A.2](#) die magnetischen Feldstärken im Mittel für jeden Magneten im Verlauf dargestellt. Die Nummerierung ist so gewählt, dass der Magnet 1 dem Magneten in [Abbildung 6.10](#) rechts unten entspricht und dann gegen den Uhrzeiger fortgeführt wird. Magnet 6 ist damit in [Abbildung 6.10](#) der am weitesten links liegende Magnet.



**Abbildung A.1:** Mit FEM berechnete mittlere magnetische Feldstärke der einzelnen Magnete im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit offenen Rotorspulen



**Abbildung A.2:** Mit FEM berechnete mittlere magnetische Feldstärke der einzelnen Magnete im Kurzschluss aus dem Leerlauf mit geschlossenen Rotor­spulen

Abbildung A.3 stellt die magnetischen Eigenschaften der eingesetzten Magnetgüte N42SH dar.

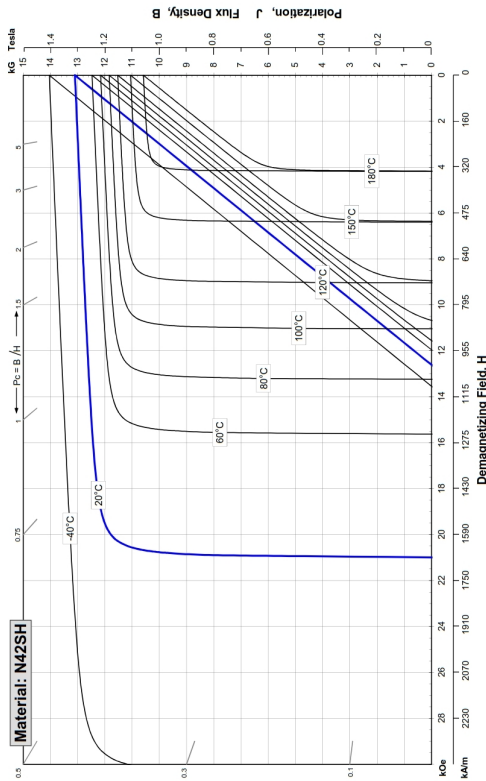


Abbildung A.3: Magnetkennlinie von N42SH von [Arm16b]

Abbildung A.4 stellt die die magnetischen Eigenschaften der Magnetgüte N42H dar.

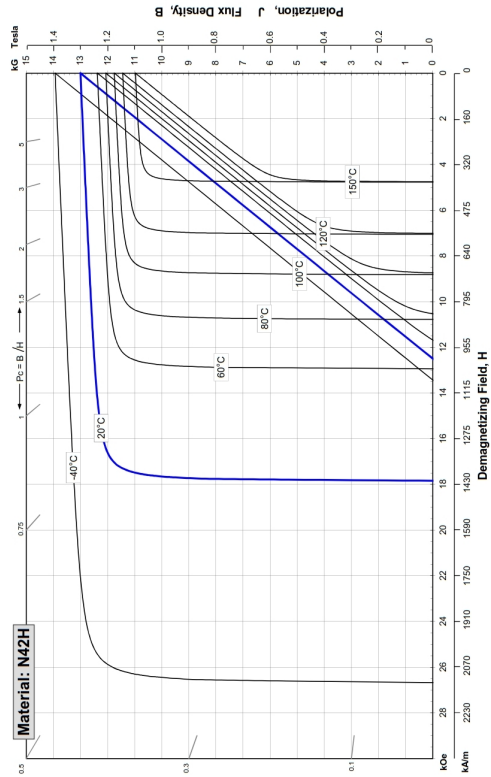


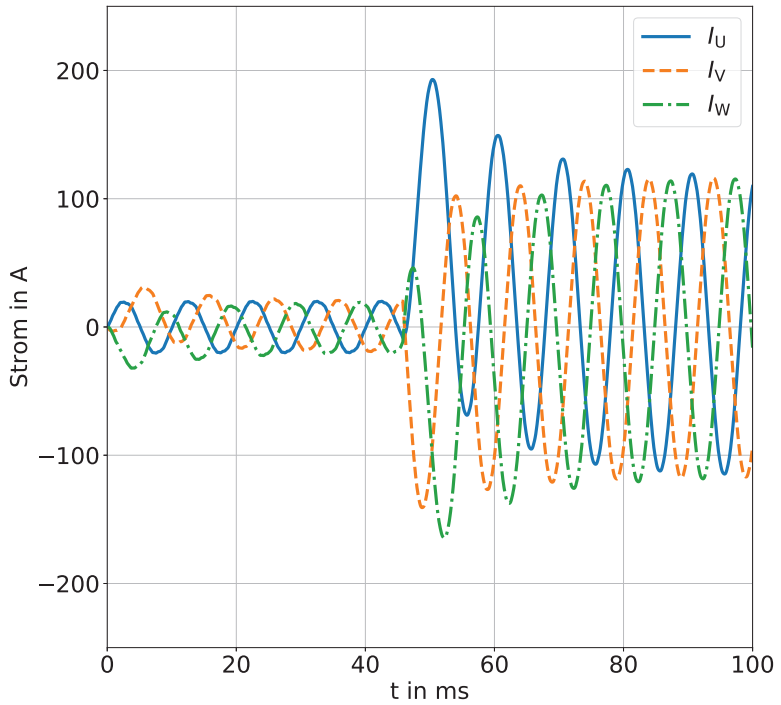
Abbildung A.4: Magnetkennlinie von N42H von [Am16a]

## A.2 Weiterer Fehlerfall

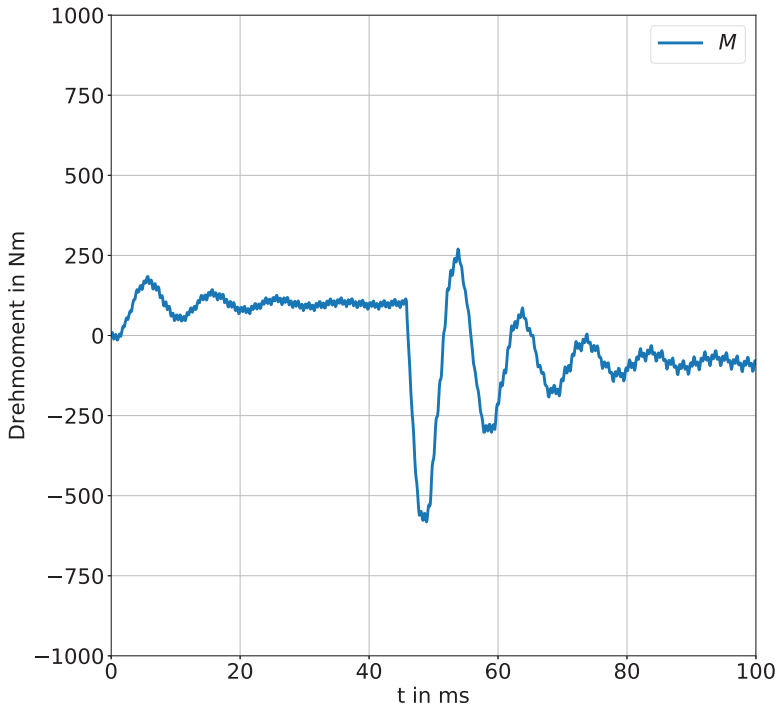
Die Rotorspulen entlasten die Magnete im Kurzschluss, auch wenn die elektrische Maschine aus dem belasteten Zustand heraus einen Klemmenkurzschluss erfährt. Da das FEM-Modell weiter mit Spannungsquellen gespeist wird, sieht man in den Ergebnissen auch ein Einschwingen in der Simulation. Der Kurzschluss wird im Flussmaximum in einer Phase im eingeschwungenen, stationären Zustand eingeleitet.

### A.2.1 Offene Rotorspulen

Analog zu den Beschreibungen im Hauptteil sind in Abbildung [A.5](#) die Statorströme und in Abbildung [A.6](#) das Drehmoment im Luftspalt dargestellt. Abbildung [A.7](#) zeigt die mittlere magnetische Feldstärke in den Magneten bei offenen Rotorspulen.

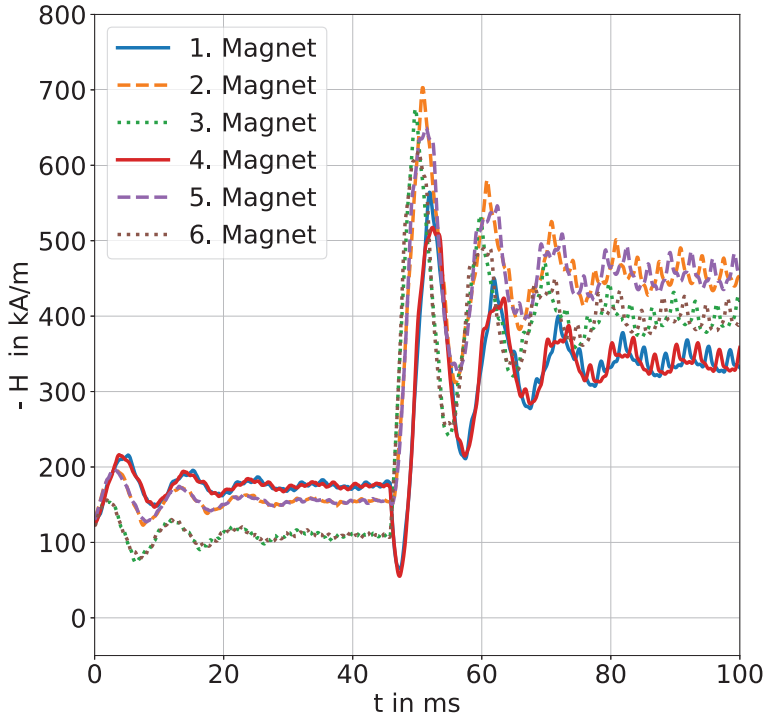


**Abbildung A.5:** Mit FEM berechnete Statorströme im Kurzschluss aus einem Lastpunkt mit offenen Rotorspulen



**Abbildung A.6:** Mit FEM berechnetes Drehmoment im Kurzschluss aus einem Lastpunkt mit offenen Rotorspulen



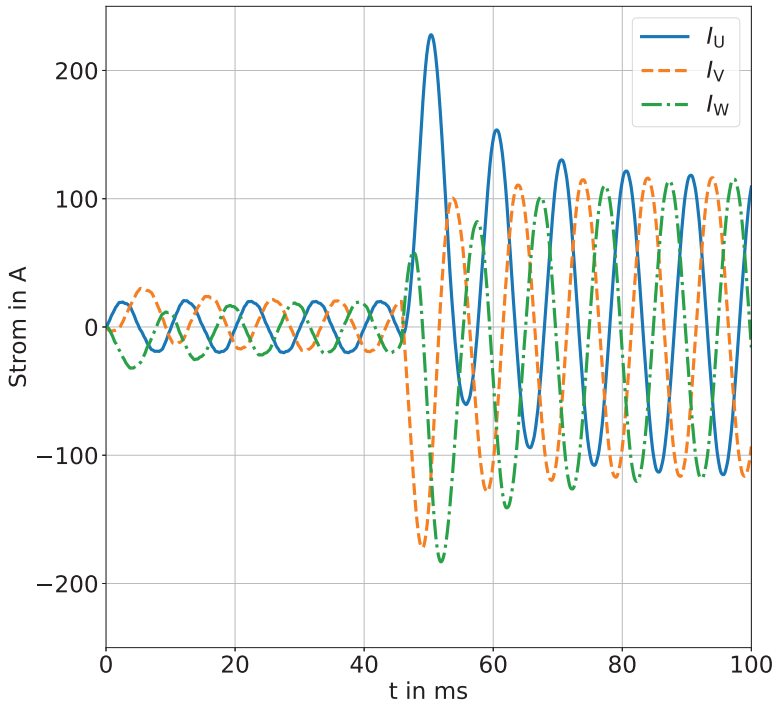


**Abbildung A.7:** Mit FEM berechnete mittlere magnetische Feldstärke im Kurzschluss aus einem Lastpunkt mit offenen Rotorspulen

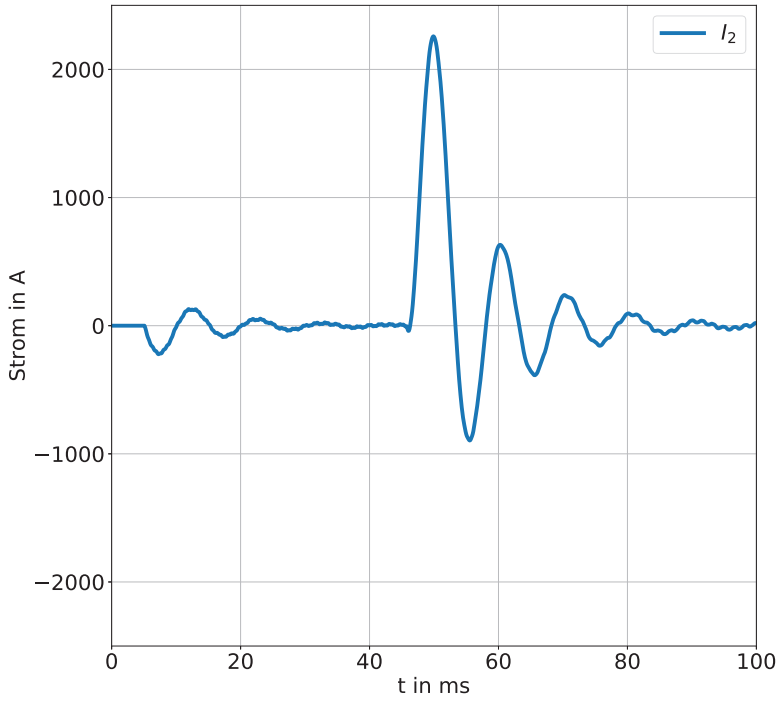
## A.2.2 Geschlossene Rotorspulen

Die folgenden Abbildungen stellen die Ergebnisse bei geschlossenen Rotorspulen dar. Die Rotorspulen werden für diese Simulation im eingeschwungenen Zustand kurzgeschlossen. Schon vor dem Kurzschluss der Statorklemmen ist eine kleine Schwingung im Spulenstrom des Rotors zu erkennen. Damit sind die Spulen vor dem Eintreten des Klemmenkurzschlusses geschlossen. Dies zeigt, dass im stationären Betrieb der elektrischen Maschine keine nennenswerten Ströme in den Rotorspulen fließen.

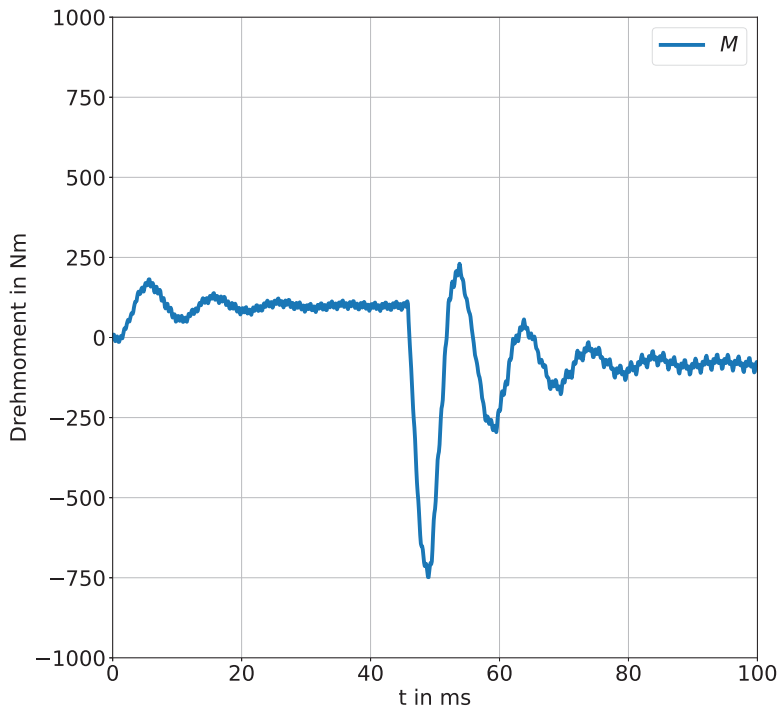
In Abbildung A.8 sind die Statorströme und in Abbildung A.9 der Strom in den Rotorspulen dargestellt. Abbildung A.10 zeigt das resultierende Luftspaltmoment, Abbildung A.11 die mittlere magnetische Feldstärke. Tritt der Stoßkurzschluss aus einem stationären Lastpunkt heraus ein, so ist auch hier die reduzierte Belastung in den magnetischen Feldstärken entsprechend den Ergebnissen im Hauptteil wieder zu finden.



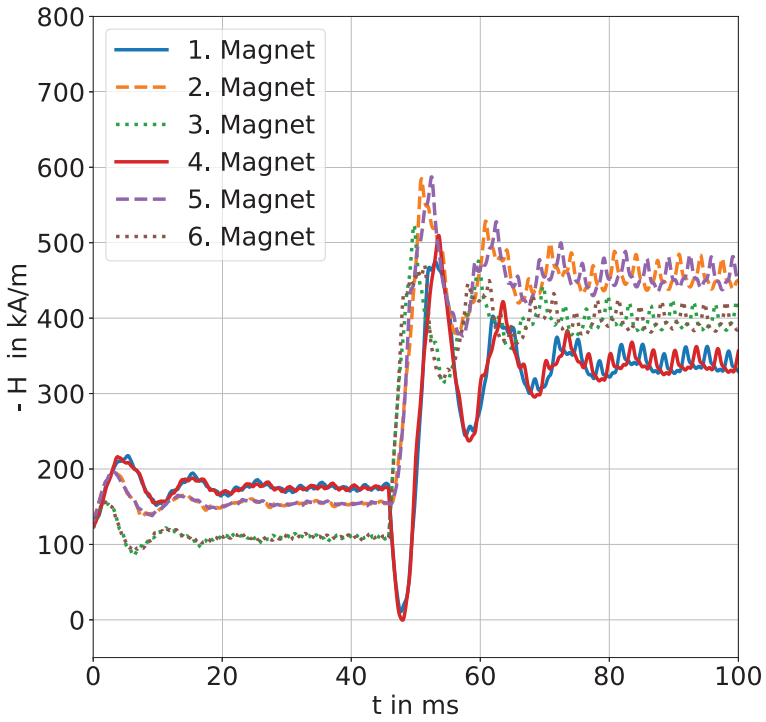
**Abbildung A.8:** Mit FEM berechnete Statorströme im Kurzschluss aus einem Lastpunkt mit geschlossenen Rotorspulen



**Abbildung A.9:** Mit FEM berechneter Rotorstrom im Kurzschluss aus einem Lastpunkt mit geschlossenen Rotorspulen



**Abbildung A.10:** Mit FEM berechnetes Drehmoment im Kurzschluss aus einem Lastpunkt mit geschlossenen Rotor­spulen



**Abbildung A.11:** Mit FEM berechnete mittlere magnetische Feldstärke im Kurzschluss aus einem Lastpunkt mit geschlossenen Rotorspulen



Die vorliegende Arbeit behandelt das Thema Reduzierung der Magnetbelastung permanentmagneterregter Synchronmaschinen im dreiphasigen Stoßkurzschluss. Es wird eine neue Methode in der Theorie und durch praktische Versuche untersucht, wie bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen (PMSM) mit Oberflächenmagneten das magnetische Feld, das im Stoßkurzschluss die Magnete belastet, reduziert werden kann.

Diese Belastung kann durch zusätzliche Spulen im Rotor, die um die einzelnen Magnetpole gelegt werden und an den Stirnseiten zu einem Kurzschluss verbunden werden, deutlich reduziert werden.

Das analytische Modell wird anhand einer Mustermaschine validiert, indem diese Geometrie nach analytischer Betrachtung zunächst mit einem zweidimensionalen Feldrechenprogramm mit der finiten Elemente Methode (FEM) simuliert wird.

Zur Validierung des Modells wird außerdem eine Mustermaschine gefertigt und an dieser Kurzschlussversuche durchgeführt. Die Ergebnisse aus Analytik, FEM Simulation und der Messung werden miteinander verglichen und aufgrund übereinstimmender Daten das vorgestellte Modell validiert.

