

Andreas Langheck

Reduzierung von Vibrationen und Pendelmomenten
in permanenterregten Synchronmaschinen
mit harmonischen Strömen



Reduzierung von Vibrationen und Pendelmomenten in permanenterregten Synchronmaschinen mit harmonischen Strömen

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

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

Dissertation

von

M.Sc. Andreas Udo Christian Langheck
geb. in: Pforzheim

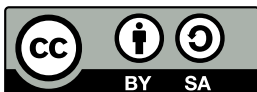
Tag der mündlichen Prüfung:
Hauptreferent:
Korreferent:

15. Juli 2024
Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer
Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens
(Leibniz Universität Hannover)

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

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 M.Sc. Andreas Udo Christian Langheck, geb. in Pforzheim

Tag der mündlichen Prüfung: 15. Juli 2024
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens
(Leibniz Universität Hannover)



Dieses Dokument, außer dem Titelbild und Abbildung 1.4, ist unter der Creative Commons Lizenz verfügbar Attribution-ShareAlike 4.0 International License (CC BY-SA 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>
DOI: 10.5445/IR/1000174596

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnisches Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT).

Im Rahmen eines Projektes mit der Schaeffler Technologies AG & Co. KG und der Unterstützung des Kooperationsbüros SHARE am KIT konnte ich mich umfassend mit der Berechnung und Modellierung von Vibrationen und Geräuschen an elektrischen Maschinen beschäftigen. Bei der Optimierung von Vibrationen und Geräuschen zeigte sich, dass dies zum einen durch die Stromformung, als auch durch eine Geometrieoptimierung möglich ist. Bei einer Geometrieoptimierung führen zusätzliche Randbedingungen zu einer Begrenzung des Lösungsraums. Die Idee entstand daher, die Vibrationen und Geräusche nur durch die Stromformung zu optimieren und somit den Lösungsraum nicht zu begrenzen und den dadurch entstehenden Gewinn zu analysieren.

Voraussetzung dafür ist eine Methode zur Stromformung, welche sowohl die Drehmomentwelligkeit als auch die Radialkräfte beeinflussen kann. Bei der Literaturrecherche zeigten sich nur unvollständige Ansätze, die nicht alle Möglichkeiten der Stromformung ausschöpften. Diese Lücke soll in der vorliegenden Arbeit geschlossen werden und eine ganzheitliche Methode zur Stromformung für Permanentmagneterregte Synchronmaschinen entwickelt werden.

An dieser Stelle möchte ich mich bei all den Menschen bedanken, die mich während meiner Doktorarbeit unterstützt und begleitet haben. Mein besonderer Dank gilt zunächst meinem Doktorvater, Prof. Dr.-Ing Martin Doppelbauer, für die wertvolle wissenschaftliche Begleitung, die stets konstruktiven Diskussionen und das Vertrauen in meine Arbeit. Ohne Ihre Unterstützung und Geduld wäre diese Arbeit in dieser Form nicht möglich gewesen. Des Weiteren möchte ich

mich für die Übernahme des Korreferats und die Begutachtung dieser Arbeit bei Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens bedanken.

Während des Promotionsprojekts ermöglichte mir das Kooperationsbüro SHARE am KIT eine besonders erfolgreiche Zusammenarbeit mit dem Industriepartner. Als Schnittstelle zur Schaeffler Technologies AG & Co. KG hat Dr.-Ing. Johannes Kolb mit seinen Kollegen Thorsten Rittgerott und Dr.-Ing. Dominik Stretz diese Arbeit fortlaufend fachlich begleitet und mit seinen Anregungen und Ideen bereichert.

Das inspirierende Umfeld am ETI war ein entscheidender Faktor für den Erfolg meines Forschungsprojekts. Ein besonderer Dank gilt meinen Kollegen vom Campus Ost – Marc, Patrick, Dominik, Philipp, Stefan, Lorenz, Julius, Christian und Martin. Ihr habt in den entscheidenden Momenten immer den nötigen Motivationsschub gegeben und dafür gesorgt, dass ich mit neuer Energie weitermachen konnte. Auch möchte ich mich bei allen weiteren Assistentinnen und Assistenten danken, die nicht nur mit ihren wertvollen Anregungen die ständige Weiterentwicklung meiner Arbeit unterstützt haben, sondern mit denen ich auch eine großartige Zeit erleben durfte. Die Zusammenarbeit hat mir viel Freude bereitet, und aus den gemeinsamen Momenten sind sogar Freundschaften entstanden, die über die Forschung hinausgehen. Ebenso möchte ich der Werkstatt des ETI und allen Studierenden danken, welche mich auf vielfältige Art und Weise während meiner Zeit am Institut unterstützt haben.

Die wichtigsten Menschen möchte ich zum Schluss nennen. Ein großer Dank geht an meine Eltern und meinen Bruder, die mich immer wieder aufgebaut und motiviert haben. Ganz besonders danke ich meiner Frau Charlotte, die all die Jahre an meiner Seite war und mich in den entscheidenden Momenten wieder auf den richtigen Kurs gebracht hat.

Andreas Langheck

Karlsruhe, im August 2024

Kurzfassung

Das Ziel der harmonischen Stromeinprägung, engl. "Harmonic Current Injection" (HCI), ist es, Geräuschen und Vibrationen, die von elektrischen Maschinen ausgehen, entgegenzuwirken. Ohne die elektrische Maschine konstruktiv zu verändern, kann durch ihre Ansteuerung das Geräuschverhalten positiv beeinflusst werden. HCI kann eingesetzt werden, um vorgegebene Geräuschgrenzen einzuhalten, wenn eine bestehende elektrische Maschine lauter ist als vorausberechnet. Berücksichtigt man HCI schon während der Auslegung, werden die Randbedingungen der Optimierung reduziert. Dadurch wird der mögliche Lösungsraum erweitert. Infolgedessen können zum Beispiel günstigere elektrische Maschinen gebaut werden.

In dieser Arbeit werden die Wirkmechanismen aufgezeigt, die zu magnetischen Geräuschen in elektrischen Maschinen führen. Die Zusammenhänge zwischen elektrischen und mechanischen Größen werden zunächst analytisch beschrieben. Dieser Ansatz ist geeignet, um den Einfluss von harmonischen Strömen auf die Kraftanregungen zu untersuchen. Aufbauend auf den physikalischen Eigenschaften erfolgt eine modellhafte Beschreibung. Damit dieses Modell eine hohe Genauigkeit erreicht, wird es durch Berechnungen mittels Finite-Elemente-Methode (FEM) parametrisiert. Anschließend wird eine Methode entwickelt, die einerseits harmonische Ströme zur Dämpfung von Geräuschen und Vibrationen einsetzt und andererseits gleichzeitig weitere Ziele optimieren kann. Diese sekundären Ziele können unter anderem der notwendige Strombedarf, Spannungsbedarf oder die Drehmomentwelligkeit sein.

Zur Validierung dieser Methode wird ein Prüfling auf dem Motorenprüfstand charakterisiert und ein Betriebspunkt ermittelt, in welchem der Prüfling akustisch besonders auffällig ist. Die neu entwickelte HCI-Methode wird daraufhin an diesem Betriebspunkt angewendet und die Optimierung der sekundären Ziele untersucht.

Abstract

The objective of HCI is to counteract noise and vibration originating from electrical machines. Without changing the design of the electrical machine, its control can positively influence the noise behavior. HCI can be used to operate within predefined noise limits if an existing electrical machine is noisier than predicted. If HCI is well-performed, it can be taken into account in the design of an electrical machine to reduce the design and optimization constraints. As a result, cost-efficient electric machines can be built, for example.

In this dissertation, the mechanisms leading to magnetic noise in electrical machines are shown. The relationship between electrical and mechanical quantities is first described analytically. This approach is suitable for investigating the influence of harmonic currents on the force excitations. Based on the physical properties, a model description is given. In order for this model to achieve high accuracy, it is parameterized by calculations using FEM. Subsequently, a method is developed which, on the one hand, uses harmonic currents to attenuate noise and vibrations and, on the other hand, can simultaneously optimize other objectives. These secondary objectives can be, among others, the necessary current demand, voltage demand or torque ripple.

To validate this method, a Device Under Test (DUT) is characterized on the test bench and an operating point is determined in which it is particularly noticeable acoustically. The newly developed HCI method is then applied to this operating point and the optimization of the secondary objectives is investigated.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	2
1.2	Stand der Technik	3
1.3	Zielsetzung der Arbeit	7
1.4	Gliederung der Arbeit	7
2	Grundlagen	11
2.1	Analytische Kraftberechnung einer PSM	11
2.1.1	Maxwell'sche Spannung	14
2.1.2	Luftspaltfelder bei sinusförmige Bestromung	15
2.1.3	Kraftdichte bei sinusförmiger Bestromung	19
2.1.4	Luftspaltfelder bei sinusförmiger Bestromung mit HCI	24
2.1.5	Kraftdichte bei sinusförmiger Bestromung mit HCI	26
2.2	Numerische elektromagnetische Kraftberechnung	27
2.2.1	Aufbau	28
2.2.2	Mesh	29
2.2.3	Konzentrierte Zahnkräfte	30
2.3	Analytische mechanische Berechnungen	32
2.4	Numerische mechanische Berechnungen	37
3	Modellbildung	41
3.1	Permanenterregte Synchronmaschine	41
3.1.1	dq0-Transformation	42
3.1.2	Fourier-Darstellung	44
3.1.3	Flussverkettung	45
3.1.4	Kräfte	46
3.2	Vibrationen	49

4	Einprägung harmonischer Ströme	53
4.1	Definition der Stromtrajektorie	53
4.2	Ziele der Stromtrajektorie	57
4.3	Der HCI-Algorithmus	57
4.4	HCI zur Reduzierung der Drehmomentwelligkeit	59
4.4.1	Einzelne Vorgaben für Richtung und Bauchigkeit	60
4.4.2	Die Richtung- und Bauchigkeits-Ebene	62
4.4.3	HCI in der dq-Stromebene	66
4.5	HCI zur Reduzierung von Kraftdichteanregungen	67
4.5.1	Die Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene	68
4.6	Entkopplung der Tangential- und Radialkräfte	70
5	Einfluss von HCI auf die Auslegung elektrischer Maschinen	75
5.1	Auslegung leiser Maschinen	75
5.1.1	Wahl von Polpaarzahl und Nutenzahl	76
5.1.2	Geometrieoptimierung	78
5.2	Auslegung unter Berücksichtigung von HCI	86
5.2.1	HCI für alle Synchronmaschinen	86
5.2.2	Lösen des Zielkonfliktes mittels HCI	89
6	Versuchsaufbau	93
6.1	Gesamtaufbau	93
6.2	Lastmaschine	94
6.3	Prüflingsmaschine	94
6.4	Leistungselektronik	95
6.5	Drehmomentmessung	96
6.6	Beschleunigungssensor	97
6.6.1	Kennzahlen des Beschleunigungssensors	97
6.6.2	Kennzahlen des Signalkonditionierers	98
6.7	Signalverarbeitung	98
6.7.1	Spannungsmessung	99
6.7.2	Implementierung der Frequenzanalyse	99
6.7.3	Implementierung des HCI-Verfahren	100
7	Messergebnisse	105
7.1	Messungen ohne HCI	105
7.1.1	Grundwellendrehmoment	106
7.1.2	Drehmomentwelligkeit	107
7.1.3	Vibrationen	110

7.2	Messungen mit HCI	112
7.2.1	HCI zur Dämpfung der Drehmomentwelligkeit	113
7.2.2	HCI zur Dämpfung der Vibrationen	117
7.2.3	HCI zur Dämpfung der Drehmomentwelligkeit und der Vibrationen	120
7.2.4	Zusammenfassung der Messergebnisse	123
8	Zusammenfassung	125
8.1	Zusammenfassung und Ergebnisse der Arbeit	125
8.2	Ausblick	127
A	Anhang	129
A.1	dq-Transformation von Oberschwingungen	129
	Symbolverzeichnis	133
	Abbildungsverzeichnis	139
	Tabellenverzeichnis	145
	Literaturverzeichnis	147

Kapitel 1

Einleitung

Der *Klimaschutzplan 2050* der Bundesregierung beschreibt Maßnahmen, um das Pariser Klimaschutzabkommen umzusetzen. Hinsichtlich der Minderung der Emissionen von Treibhausgasen bildet er eine Orientierung für Wirtschaft, Wissenschaft und Gesellschaft. Bezüglich des Verkehrssektors setzt er das Ziel bis 2030, die Emissionen desselben um ca. 40 % gegenüber 1990 zu reduzieren [1]. Eine Maßnahme, um dieses Ziel zu erreichen, ist der Einsatz von Elektroautos, man spricht auch von der Antriebswende.

Die ersten Elektroautos wurden bereits im 19. Jahrhundert entwickelt und gefahren. Attraktiv werden sie jedoch erst seit dem Einsatz von Lithium-Ionen-Batterien. Diese ermöglichen Reichweiten größer 500 km [2]. Angetrieben durch den technologischen Fortschritt und dem Ziel, die Emissionen der Treibhausgase im Verkehrssektor zu reduzieren, werden immer mehr Battery Electric Vehicles, aus dem engl. "Batterie elektrischen Fahrzeuge" (BEV) und Plug-in-Hybride in Deutschland zugelassen. Der Anstieg an Neuzulassungen zwischen 2012 und 2022 ist in Abbildung 1.1 dargestellt. Um die Klimaschutzziele zu erreichen, will die Bundesregierung mindestens 15 Millionen vollelektrische PKW bis 2030 auf Deutschlands Straßen bringen [3].

Diese Transformation des Verkehrssektors kann nur gelingen, wenn das Elektroauto gesellschaftlich akzeptiert wird. Ein wesentlicher Aspekt dessen ist die Sicherheit und der Komfort des Fahrzeugs. Beides wird beeinflusst durch die Geräuschemission. Zwar sind Elektroautos oft wesentlich leiser als Verbrenner, jedoch unterscheidet sich die Geräuschkulisse. Wohingegen das Fahrzeug mit Verbrennungsmotor ein breites Spektrum niedriger Frequenzen anregt, erzeugt

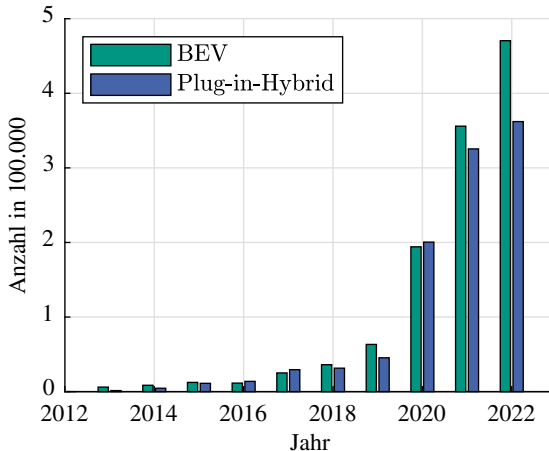


Abbildung 1.1: Anzahl der Neuzulassungen von BEV und Plug-in-Hybriden in Deutschland[4]

das Elektroauto hohe tonale Geräusche. Letzteres wird als weniger angenehm wahrgenommen. Hinzu kommt eine Gewöhnung der meisten Fahrer an das als angenehm wahrgenommene Verbrennungsmotorengeräusch. [5–7]

Unabhängig der Antriebsart sind das Rollgeräusch der Reifen auf der Fahrbahn und das Windgeräusch. Sie sind geschwindigkeitsabhängig und nehmen mit größerer Geschwindigkeit zu. Die tonalen Geräusche eines Elektroautos entstehen durch die Antriebsart und sind vor allem bei geringen und mittleren Geschwindigkeiten dominant. Verursacht werden sie durch Vibrationen der elektrischen Maschine, die entweder direkt als Luftschall, oder indirekt über Körperschall den Weg zum Fahrer, der Fahrerin oder Passanten finden. [8]

1.1 Motivation

Die Geräusche, die ihren Ursprung in der elektrischen Maschine haben, können durch unterschiedliche Maßnahmen reduziert werden. Diese sind prinzipiell differenzierbar in a) konstruktive Maßnahmen und b) Maßnahmen bezüglich der Betriebsstrategie.

Zu den konstruktiven Maßnahmen zählen die Abschirmung und die mechanische Entkopplung der elektrischen Maschine. Aber auch die anregenden Kräfte in der elektrischen Maschine selbst können so modifiziert werden, dass sie die mechanische Struktur weniger zum Schwingen anregen. Bekannte Maßnahmen dazu sind unter anderem das Schrägen von Stator oder Rotor, das Sehnen der Statorwicklung, Verschließen der Statornuten oder eine Vergrößerung der Lochzahl. Alle konstruktiven Maßnahmen haben gemeinsam, dass sie schon in der Planungsphase des Antriebsstrangs berücksichtigt werden müssen. Das bedeutet, die Notwendigkeit muss frühzeitig erkannt und die Maßnahmen entsprechend richtig dimensioniert werden. Grundsätzlich fallen durch diese Maßnahmen Kosten an. Diese sind besonders hoch, wenn sie nachträglich ergriffen werden müssen.

Im Gegensatz dazu stehen die Möglichkeiten zur Reduktion der Vibrationen und Geräusche durch die Betriebsstrategie. Sie lassen sich unter bestimmten Voraussetzungen auch nachträglich als Software implementieren. Die entsprechende Hardware für Betrieb und Regelung der elektrischen Maschine ist in einem elektrischen Antriebsstrang vorhanden. Der Trend zu höheren Schaltfrequenzen begünstigt zusätzlich die Eingriffsmöglichkeiten während des Betriebs.

Eine Möglichkeit der Umsetzung einer Betriebsstrategie zur Minderung der Geräusche stellt HCI dar. Forschungsansätze zu dieser Methode werden bereits diskutiert.

1.2 Stand der Technik

Es existiert eine Vielzahl an Veröffentlichungen, die in die Ansteuerung der elektrischen Maschine eingreifen, um die Qualität des Drehmoments oder der Geräusche zu steigern. Ausgehend von einem Betrieb mit sinusförmigen Strömen werden sie bei HCI entweder im statorfesten oder im rotorfesten Koordinatensystem modifiziert. Dabei werden einzelne oder mehrere harmonische Ströme wie in Abbildung 1.2 hinzugefügt. Die in der Literatur verwendeten Beschreibungen und Methoden ermöglichen dabei unterschiedliche Freiheitsgrade. Sie sind in Tabelle 1.1 getrennt nach Bezugssystem (Spalte) und angestrebtem Ziel (Reihe) sortiert. Veröffentlichungen in der ersten Zeile beschreiben ihr Verfahren im statorfesten Koordinatensystem.

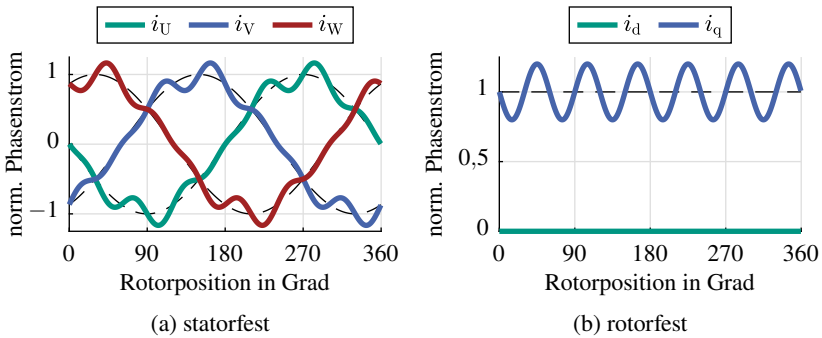


Abbildung 1.2: Exemplarische harmonische Ströme in q-Richtung: a) dargestellt im statorfesten Bezugssystem mit fünfter und siebter Ordnung, b) selber harmonischer Strom dargestellt im rotorfesten Bezugssystem als sechste Ordnung, jeweils in Schwarz ist die Grundwelle abgebildet

Statorfestes Bezugssystem

Eine Methode, die Ströme so zu formen, dass die Drehmomentwelligkeit reduziert wird, stellt [9] im statorfesten Bezugssystem für gleichschenklige Maschinen dar. In dieser Veröffentlichung wird sich zunutze gemacht, dass das Drehmoment aus der Multiplikation der induzierten Spannungen mit dem Strom berechnet werden kann. Da die induzierte Spannung maschinenbedingt nicht sinusförmig ist, entsteht eine Drehmomentwelligkeit. Diesem wird ein passender, nicht sinusförmiger

Tabelle 1.1: Gegenüberstellung der bekannten Methoden für HCI. Sortiert nach Bezugssystem und angestrebten Ziel. Ziele sind dabei die Drehmomentwelligkeit $|\underline{T}^h|$, eine pulsierende Kraft $h_0 \hat{\sigma}$ oder die ohmschen Verluste $P_{v,cu}$ zu minimieren. Ein + markiert eine gleichzeitige Optimierung.

	$ \underline{T}^h $	$h_0 \hat{\sigma}$	$ \underline{T}^h + P_{v,cu}$	$h_0 \hat{\sigma} + P_{v,cu}$	$ \underline{T}^h + h_0 \hat{\sigma}$
abc	[9–14]	[12, 14]	[15]	-	-
q	[16–20]	-	-	-	-
dq	[21]	-	[22–24]	-	[25]

miger Strom entgegengerichtet. Als Resultat ist das Drehmoment glatt. Der dazu notwendige Strom ist eine eindeutige Funktion der induzierten Spannung. Bei dieser Methode wird nicht gezielt auf die Ordnungen des harmonischen Stroms eingegangen.

In [10] wird diese Methoden auch für elektrische Maschinen mit einer Schenklichkeit $\zeta \geq 1$ betrachtet. Der gefundene Strom wird darüber hinaus im Frequenzbereich analysiert und die dominanten Ordnungen identifiziert, hier fünfte und siebte. Damit ist es nicht notwendig, zeitliche Stromverläufe einzuprägen, sondern gezielt harmonische Ströme.

Eine phänomenologische Methode stellt [11] vor. In einer transienten elektromagnetischen Simulation mittels FEM sucht der Autor für jeden Zeitschritt die passenden Phasenströme, damit das Drehmoment innerhalb gewisser Toleranzen bleibt. In einem numerischen Experiment mittels FEM führt [12] eine multikriterielle Optimierung durch. Darin prägt er Kombinationen aus unterschiedlichen Harmonischen der fünften, siebten, elften und 13. Ordnung auf die Grundwelle auf. Anschließend kann er daraus jeweils eine Lösung für minimale Drehmomentwelligkeit, ohmschen Verluste oder Radialkraft ableiten. Die Sensitivitätsanalyse in [13], auch mittels einer FEM, untersucht den Einfluss der Amplitude und der Phase des harmonischen Stroms auf die Drehmomentwelligkeit. Sie zeigt auf, dass die Drehmomentwelligkeit der sechsten Ordnung sowohl mit der fünften als auch mit der siebten Harmonischen des Stroms beeinflusst werden kann. Da dadurch eine unendliche Anzahl an Lösungen entstehen, trainiert [15] ein neuronales Netz, das die Lösung bestimmt, die die geringsten ohmschen Verluste erzeugt.

Anstelle eines neuronalen Netzes oder einer Sensitivitätsanalyse untersucht [14] alle Kombinationen aus Amplitude und Phase jeweils für die fünfte als auch die siebte Harmonische des Stroms. Der Autor geht dabei für die fünfte und siebte Harmonische getrennt vor und rastert die zwei zu untersuchenden Bereich jeweils mit mehr als 1200 Punkten ab. Auch er kommt zu dem Ergebnis, dass mit beiden Harmonischen die Drehmomentwelligkeit reduziert werden kann. Darüber hinaus findet der Autor jeweils eine Kombination, die die Vibrationen der atmenden Mode reduziert. Jedoch findet er keine Kombination, die sowohl Drehmomentwelligkeiten als auch Vibrationen minimiert.

Rotorfestes Bezugssystem

Die Autoren in [16] und in [17] beschreiben eine Methode zur Reduzierung der Drehmomentwelligkeit im rotorfesten Koordinatensystem. Anhand einer

initialen Messung der Drehmomentwelligkeit bei geringen Drehzahlen und konstantem Arbeitspunkt berechnen sie einen winkelabhängigen Verlauf für den Strom in q Richtung. Anschließend wird dieser Strom winkelabhängig vom Sollwert abgezogen und kompensiert somit die Drehmomentwelligkeit. In [18] wird der Strom in q Richtung nicht direkt manipuliert, sondern indirekt über das Drehzahlsignal. Welligkeiten im Drehzahlsignal werden zurückgeführt auf die Drehmomentwelligkeit und über einen winkelabhängigen Drehzahlregler kompensiert. Auch in [19] werden die Sollströme beziehungsweise Spannungen [20] in q -Richtung winkelabhängig modifiziert, um die Drehmomentwelligkeit zu reduzieren. Dadurch, dass nur die Amplitude und die Phase des Stroms in q Richtung modifiziert werden, ist die Zuordnung zwischen Strom und Drehmoment eindeutig.

Eine Mehrdeutigkeit und somit unendliche viele Lösungen werden durch die gleichzeitige Verwendung von d - und q -Strom verursacht. In [21] wird die Drehmomentwelligkeit entsprechend seiner Ursache in Drehmomentwelligkeit durch das Synchronmoment beziehungsweise das Reluktanzmoment aufgeteilt. Die entstandene Mehrdeutigkeit wird dadurch umgangen, Drehmomentwelligkeiten, verursacht durch das Synchronmoment, mit dem q -Strom und Drehmomentwelligkeiten verursacht durch das Reluktanzmoment, mit d -Strom zu kompensieren. Eine zusätzliche Bedingung zur Minimierung des harmonischen Stroms bietet eine andere Möglichkeit, eine eindeutige Lösung zu finden. Diese wird in [22] formuliert und basierend auf den induzierten Spannungen wird ein Gleichungssystem [23] für das Drehmoment aufgestellt. Daraus resultiert eine eindeutige Vorgabe für die Ströme. Anstelle eines Gleichungssystems findet [24] mit einem evolutionären Algorithmus die gleiche Lösung. Ein experimenteller Ansatz, um die tangentialen und radialen Vibrationen zu reduzieren, wird in [25] vorgestellt und in [26, 27] analytisch hergeleitet.

Der Stand der Technik liefert Indizien dafür, dass durch die Verwendung von d und q Strom zusätzliche Freiheitsgrade entstehen können. Diese können zusätzlich zur Minimierung der Drehmomentwelligkeit oder der Kraftpulsation eine weitere Größe optimieren. Allen Veröffentlichungen aus Tabelle 1.1 fehlt eine ganzheitliche Methode, die alle Lösungen beinhaltet. Dies ist dem großen Lösungsraum geschuldet. Die vorliegende Arbeit schließt diese Lücke und ordnet sich in die untere Reihe der Tabelle 1.1 ein.

1.3 Zielsetzung der Arbeit

Das Ziel der Arbeit ist es, den Wirkmechanismus von HCI darzustellen und einzuordnen, für welche Kräfte und welche dreiphasige Synchronmaschinen er angewandt werden kann. Dabei wird aufgezeigt, dass keine einzige Lösung, sondern vielmehr unendlich viele Lösungen für die Stromform existieren, die Pulsation des Drehmoments oder der Kraft zu eliminiert. Es wird eine Methode entwickelt, die erstmals alle Lösungen eineindeutig in einer Lösungsschar zusammenfasst. Diese Lösungsschar wird anschließend hinsichtlich weiterer Kriterien wie Spannungsbedarf und Strombedarf bewertet. Zudem wird mit dieser Methode untersucht, unter welchen Bedingungen eine gleichzeitige Eliminierung von Drehmomentwelligkeiten und Kraftpulsation möglich ist.

Daraus motiviert wird erstmals analysiert, welches zusätzliches Potenzial sich bei der Optimierung einer elektrischen Maschine ergibt, wenn die Randbedingungen bezüglich der Drehmomentwelligkeit und der Kraftpulsationen durch die Verwendung von HCI entfallen.

1.4 Gliederung der Arbeit

Nach der Einleitung werden im Kapitel 2 die Grundlagen für die Geräuschenstehung gelegt. Geräusche entstehen durch das Zusammenspiel der elektrischen und mechanischen Domäne. Ausgehend von sinusförmigen Strömen wird in diesem Kapitel die Entstehung, die Charakteristik und Darstellung der im Luftspalt wirkenden Kräfte hergeleitet. Dieser Fall wird um die Auswirkung von zusätzlichen harmonischen Ströme auf die Kräfte erweitert und bildet das Fundament für die spätere HCI-Methode. Parallel dazu wird das mechanische System und dessen Einflussparameter analysiert.

Die physikalischen Zusammenhänge werden im anschließenden Kapitel 3 nachgebildet. Es entsteht ein Modell für die elektrische Maschine, die die Systemgleichungen für Flussverketzung, Spannung und Drehmoment um die winkelabhängigen konzentrierten Zahnkräfte erweitert. Aufgrund der charakteristischen Ausprägung der Kräfte mit einer räumlichen Verteilung wird auch das mechanische System modellhaft abgebildet. Dieses macht sich zunutze, dass nur eine begrenzte Anzahl an räumlich verteilten Kräften existiert und beschreibt die Systemreaktion darauf als Übertragungsfunktionen.

Basierend auf der Modellbildung wird im darauf folgenden Kapitel 4 eine Methode entwickelt, die alle Lösungen einer harmonischen Stromeinprägung bezüglich eines Ziels berücksichtigt. Dazu wird der harmonische Strom im rotorfesten

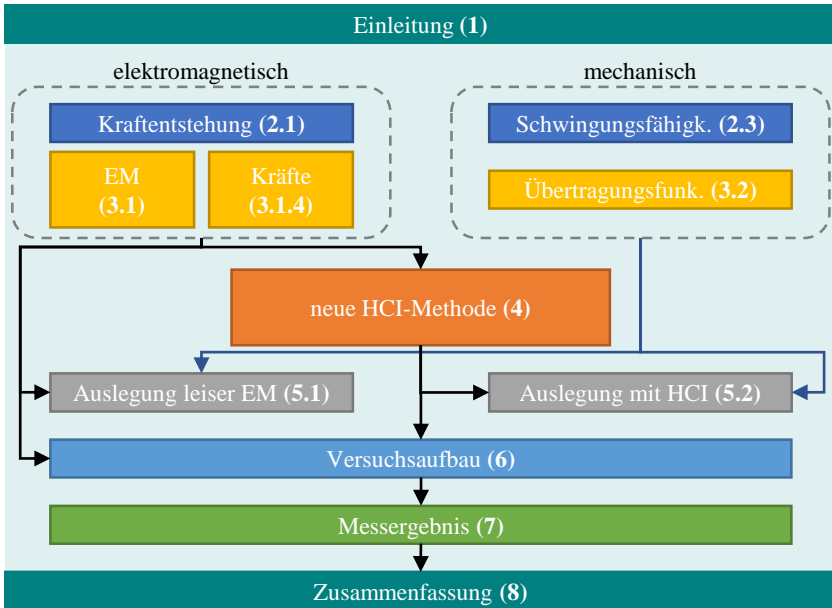


Abbildung 1.3: Gliederung der Arbeit

Koordinatensystem definiert. Die entwickelte Definition erlaubt es, die Richtung- und Bauchigkeits-Ebene aufzuspannen. Jeder Punkt in dieser Ebene stellt eine Lösung dar. Dieser Ansatz baut auf das vorher entwickelte Modell auf. Diese Zusammenhänge sind in Abbildung 1.3 grafisch dargestellt.

Im ersten Abschnitt des Kapitels 5 werden die Erkenntnisse aus den Grundlagen der Kraftentstehung und der Schwingungsfähigkeit der elektrischen Maschine zusammengeführt. Daraus können grundlegende Regeln für leise elektrische Maschinen abgeleitet werden. Durch eine gezielte Geometrieoptimierung wird in diesem Abschnitt die vorher identifizierte dominante Kraftanregung unter Berücksichtigung von Randbedingungen minimiert. Der anschließende Abschnitt integriert die neue HCI-Methode in die Auslegung. Dazu zeigt er auf, für welche Synchronmaschinen eine gleichzeitige Optimierung der Drehmomentwelligkeit und der Kraftpulsation durch HCI möglich ist.

Kapitel 6 beschreibt den Versuchsaufbau, mit dem die vorher entwickelte HCI-Methode getestet wird. Im Abschnitt 6.3 dieses Kapitels wird die untersuchte



Abbildung 1.4: Exemplarisches Bild der untersuchten Maschine (Quelle: Schaeffler AG)

Maschine im Detail vorgestellt. Es handelt sich um eine elektrische Maschine für den Einsatz in hybriden Personenkraftwagen (PKW) als Teil eines Reichweitenverlängerers. Typisch dafür ist ihr großer Durchmesser bezogen auf ihre axiale Länge und die hohe Polpaarzahl $p = 12$ bei geringer Nutenzahl $N = 36$. Ein exemplarisches Bild ist in Abbildung 1.4 dargestellt. Des Weiteren geht das Kapitel auf die Implementierung der Methode und die dazu notwendige Hardware ein. Das Modell kann durch die beschriebene Sensorik ausgetauscht werden, die Erfüllung des Ziels erfolgt online. Die daraus resultierenden Messergebnisse werden in Kapitel 7 vorgestellt.

Kapitel 2

Grundlagen

Dieses Kapitel beginnt mit der analytischen Kraftberechnung von permanent-erregten Synchronmaschinen, wie sie beispielhaft in Abbildung 2.1 abgebildet ist. Zunächst wird von einer rein sinusförmigen Bestromung ausgegangen. Welche Kräfte im normalen Betrieb vorkommen, wird hier qualitativ berechnet. Anschließend wird aufgezeigt, welche zusätzlichen Kräfte durch HCI verursacht werden können. Im nächsten Abschnitt bestimmt eine Simulation mit FEM die wirkenden Kräfte qualitativ. Der dazu notwendige Aufbau wird in dem dazugehörigen Abschnitt erläutert.

Für die Charakterisierung des mechanischen Systems, bestehend aus Stator und Wicklung, wird analog vorgegangen. Das heißt, die Fähigkeit auf gewisse Kraftformen zu reagieren und zu schwingen, wird zunächst analytisch untersucht. Dabei wird der Einfluss von Geometrieparametern auf die Resonanzfrequenz und Amplitudenverstärkung betrachtet. Untersuchte Parameter sind zum Beispiel die Jochdicke und der Statorradius. Dadurch lassen sich die grundlegenden Effekte beschreiben. Danach wird die betrachtete elektrische Maschine numerisch mittels FEM genau charakterisiert.

2.1 Analytische Kraftberechnung einer PSM

Bei der hier betrachteten dreiphasigen permanent-erregten Synchronmaschine (PSM) handelt es sich um einen rotatorischen Energiewandler, der elektrische Energie aus der Batterie durch einen Wechselrichter in mechanische Energie für einen Antrieb umwandelt. Beim Rekuperieren dreht sich die Energierichtung um. Grundsätzlich geschieht das bei PSMs durch elektromagnetische Kräfte

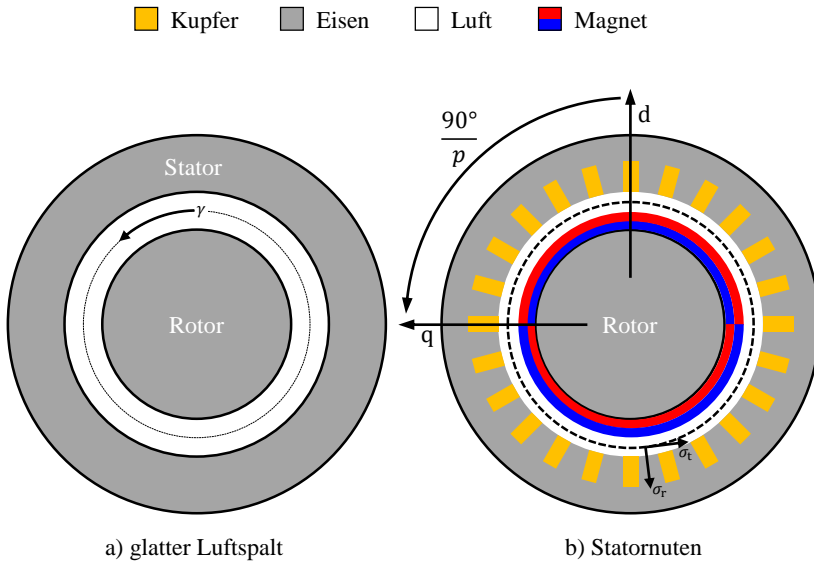


Abbildung 2.1: Querschnitt einer PSM a) mit ideal glatter Luftspalt und dem Winkel γ , b) mit Nuten und Orientierung des dq-Koordinatensystems an den Oberflächenmagneten des Rotors sowie radiale und tangential Richtung der Kraftdichte für eine Phasenzahl $m = 3$, Polpaarzahl $p = 1$, Nutenzahl $N = 12$ und Lochzahl von $q = 2$

im Luftspalt zwischen Rotor und Stator. Nicht alle Kräfte zwischen Rotor und Stator tragen zur oben genannten und gewollten Energieumwandlung bei [28]. Im Allgemeinen können diese Kräfte radialen oder tangentialen Charakter haben und als kontinuierliche oder pulsierende Kraft wirken. Im letzteren Fall wird von einer Kraftdichtewelle

$${}^h_v \sigma_{r,t}(\gamma, t) = {}^h_v \hat{\sigma}_{r,t} \cdot \cos(h\omega t - v\gamma - \varphi) \quad (2.1)$$

ausgegangen. In Gleichung 2.1 ist eine einzelne Kraftdichtewelle dargestellt. Dabei ist σ das Symbol für die Kraftdichte, mit r oder t im Index für radiale, beziehungsweise tangential Richtung. Die vorangestellten Indizes v und h geben die räumlichen und zeitlichen Auftretenshäufigkeiten bezogen einer Grundwelle

an. Man spricht hier auch von räumlichen und zeitlichen Ordnungen. Mit einem Zirkumflex auf $\hat{\sigma}_{r,t}^h$ wird markiert, dass es sich um eine Amplitude handelt. Diese Kraftdichtewelle ist um den Winkel φ zur ersten Phase des Stators phasenverschoben und abhängig vom Ort, ausgedrückt durch den Winkel γ und dem Zeitpunkt t . Mit der Summe über alle Raum- und Zeitordnungen ergibt sich die gesamte Kraftdichte oder mechanische Spannung:

$$\sigma_{r,t}(\gamma, t) = \sum_v^h \sigma_{r,t}(\gamma, t) \quad (2.2)$$

Im Folgenden wird erläutert, dass die Kraftdichtewellen durch Flussdichtewellen resultierend vom Stator (B_{am}) und vom Rotor (B_{pm}) verursacht werden. Auch hier gilt, dass die gesamte Flussdichte aus der Summe der einzelnen Flussdichtewellen gebildet wird:

$$B_{pm}(\gamma, t) = \sum_{\mu}^{\mu} B_{pm}(\gamma, t) \quad (2.3)$$

$$B_{am}(\gamma, t) = \sum_{\lambda}^{\kappa} B_{am}(\gamma, t) \quad (2.4)$$

Der Übersichtlichkeit halber sind die Indizes unterschiedlich und wie in Tabelle 2.1 beschrieben, benannt. Welche Kräfte in PSMs vorkommen, lässt sich näherungsweise analytisch mit der Maxwell'schen Spannung berechnen.

Tabelle 2.1: Übersicht der Indizes für zeitliche und räumliche Ordnungen der Kraftdichte-, Flussdichtewellen und Oberschwingungen des Stroms

	räumliche Ordnung (Oberwelle)	zeitliche Ordnung (Oberschwingung)
Kraftdichte	ν	h
Rotorfeld	μ	μ
Statorfeld	λ	κ
Strom	-	h

2.1.1 Maxwell'sche Spannung

Die Herleitung des Maxwell'schen Spannungstensors kann durch die ortsabhängige Permeabilität oder über die Lorentzkraft geschehen [29]. In beiden Fällen ergibt sich im zweidimensionalen Fall der Vektor

$$\vec{f} = \begin{pmatrix} \sigma_r \\ \sigma_t \end{pmatrix} = \frac{1}{2\mu_0} \begin{pmatrix} B_r^2 - B_t^2 \\ 2B_r B_t \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Zur besseren Lesbarkeit sind die Orts- und Zeitabhängigkeit (γ, t) hier nicht dargestellt. Die Radialspannung σ_r zeigt dabei vom Rotor Richtung Stator. Die Tangentialspannung σ_t ist dazu um 90° mathematisch positiv gedreht. Die beiden Richtungen sind exemplarisch in Abbildung 2.1 b) unten eingezeichnet. Im zweidimensionalen Feld kann die elektromagnetische Kraft \vec{F} auf einen Körper durch das Integral über eine beliebige geschlossene Kurve C um diesen Körper mit

$$\vec{F} = l_{fe} \oint_C \vec{f} ds \quad (2.6)$$

berechnet werden. Durch das Integral multipliziert mit der aktiven Eisenlänge l_{fe} erhält die Kraftdichte eine physikalische Bedeutung als Kraft. [28]

Radialspannung

Die Permeabilität μ ist abhängig vom Material und berechnet sich durch die Multiplikation der materialabhängigen Permeabilitätszahl μ_r mit der magnetischen Feldkonstanten μ_0 . Für die Permeabilität in Luft beziehungsweise in Eisen gilt

$$\mu_{Luft} = \mu_{r,Luft}\mu_0 \approx \mu_0 \quad \text{mit } \mu_{r,Luft} \approx 1 \quad (2.7)$$

$$\mu_{fe} = \mu_{r,fe}\mu_0 \quad \text{mit } \mu_{r,fe} \approx 300..10000 \quad (2.8)$$

Im Spezialfall $\mu_{fe} \gg \mu_{Luft}$ und mit der Annahme von $\mu_{fe} = \text{konst.}$ im Rotor- und Statorblech werden diese kraftfrei. Führt die Kurve C aus Gleichung 2.6 um einen Zahn, so tragen die Strecken im Blech nicht zu einer Kraft bei. In der Nut wird von Feldfreiheit ausgegangen, sodass diese Strecke vernachlässigt werden kann. Dadurch kann \vec{f} ohne Integral als physikalisch lokal angreifende Radial- oder Tangentialspannung auf die Zahnstirnfläche aufgefasst werden. Des Weiteren gilt oft $B_r \gg B_t$, sodass der Anteil der Tangentialkomponente der Flussdichte B_t einen

verschwindend geringen Anteil an der Radialspannung hat [28]. Das vereinfacht die Radialkomponente der Gleichung 2.5 zu

$$\sigma_r = \frac{1}{2\mu_0} B_r^2 \quad (2.9)$$

Tangentialspannung

Die Tangentialspannung aus Gleichung 2.5 kann mit dem Zusammenhang zwischen Flussdichte B und Feldstärke H

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (2.10)$$

und mit der relativen Permeabilität von μ_{Luft} im Luftspalt zu $\sigma_t = B_r H_t$ umgeschrieben werden. Dabei ist die Tangentialkomponente der Feldstärke an der Ständerbohrung identisch mit dem Strombelag A [28]. Damit ergibt sich für die Tangentialkomponente der Gleichung 2.5:

$$\sigma_t = B_r H_t = B_r A \quad (2.11)$$

Drehmoment

Aus der Tangentialspannung kann durch das Integral entlang des Luftspalts

$$T = l_{\text{fe}} R_i \oint_{\gamma} \sigma_t ds = l_{\text{fe}} R_i \oint_{\gamma} B_r A ds \quad (2.12)$$

zusammen mit dem Hebelarm R_i und der aktiven Eisenlänge l_{fe} das Drehmoment T berechnet werden [28]. Der Hebelarm besteht gerade aus dem Radius R_i der Statorbohrung.

Um die Radial- und Tangentialspannungen beziehungsweise das Drehmoment genauer charakterisieren zu können, werden im nächsten Abschnitt die Flussdichte B_r und der Strombelag A des Luftspalts genauer untersucht. Dabei wird zunächst von einer sinusförmigen Bestromung ausgegangen und anschließend um den Einfluss von HCI erweitert.

2.1.2 Luftspaltfelder bei sinusförmige Bestromung

Im Folgenden werden die Luftspaltfelder bei sinusförmiger Bestromung qualitativ analysiert. Das Ziel dieses Abschnittes ist es aufzuzeigen, welche Form und welche Frequenz Luftspaltfelder in PSMs bei sinusförmiger Bestromung ausbilden.

Daraus wird abgeleitet, welche Kraftdichtewellen der Form aus Gleichung 2.1 hervorgerufen werden. Dafür werden vereinfachende Annahmen getroffen [28]:

- Es wird eine Ganzlochwicklung angenommen.
- Der Luftspalt wird als glatt angenommen, wie in Abbildung 2.1 a).
- μ im Eisen ist näherungsweise unendlich groß.
- Die Flussdichte hat nur eine Radialkomponente $B = B_r$.
- Der Feldverlauf ist rein eindimensional.
- Es wird keine Streuung betrachtet.

Mit diesen Vereinfachungen kann das Luftspaltfeld $B(\gamma, t)$ als Summe aus Rotorfeld $B_{\text{pm}}(\gamma, t)$ und Statorfeld $B_{\text{am}}(\gamma, t)$ betrachtet werden [30]:

$$B(\gamma, t) = B_{\text{pm}}(\gamma, t) + B_{\text{am}}(\gamma, t) \quad (2.13)$$

Die Flussdichte im Luftspalt $B(\gamma, t)$ ist eine Funktion des Winkels γ entlang des Luftspalts aus Abbildung 2.1 und der Zeit t .

Rotorfeld

Im Falle von Oberflächenmagneten wie in Abbildung 2.1 ist das resultierende Rotorfeld rechteckig und wiederholt sich für jedes Polpaar p . Gleichzeitig haftet das Rotorfeld in Abbildung 2.3 a) am Rotor und rotiert sich mit der elektrischen Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$. Das Feld des Rotors kann mit der Fourier-Reihenentwicklung in

$$B_{\text{pm}}(\gamma, t) = \hat{B}_{\text{pm}} \cdot \sum_{\mu} \frac{1}{\mu} \cdot \cos(\mu(\omega t - p\gamma)) \quad (2.14)$$

zerlegt werden. Die Darstellung mit ausschließlich Kosinusfunktionen erhält man, wenn man die d-Achse als Symmetrieachse verwendet. Aufgrund der Halbwel lensymmetrie erster Art besteht die Zerlegung nur aus ungeraden Summanden $\mu = 2k + 1$ für $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ [28, 31]

Da sich das Rotorfeld synchron mit dem Rotor dreht, haben auch die Oberwellen μp eine Frequenz von $\mu \omega$. Eine anschauliche Übersicht der auftretenden Koeffizienten der Fourier-Reihenentwicklung erhält man, wenn man den zeitlichen und räumlichen Verlauf der Rotorflussdichte im Frequenzbereich, wie in Abbildung 2.3 c), darstellt.

Statorfeld

Das Statorfeld wird durch den Strom in den Leitern hervorgerufen. Im Gegensatz zum Rotor sind die Leiter ortsfest. Das rotierende Statorfeld muss also durch einen zeitlich veränderbaren Strom erzeugt werden. Eine elektrische Maschine mit $m = 3$ benötigt drei Stränge, die sowohl räumlich um jeweils den Winkel $2\pi/3$ als auch zeitlich um $2\pi/3$ phasenverschoben sind:

$$\begin{pmatrix} i_U(t) \\ i_V(t) \\ i_W(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{I} \cdot \cos(\omega t + \varphi) \\ \hat{I} \cdot \cos(\omega t + 2\frac{\pi}{3} + \varphi) \\ \hat{I} \cdot \cos(\omega t + 4\frac{\pi}{3} + \varphi) \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

Mit dem zusätzlichen Winkel φ in Gleichung 2.15 kann die Phase des Stroms relativ zum Rotor verschoben werden.

Die Ströme aus Gleichung 2.15 können punktförmig entsprechend dem Zonenplan aus Abbildung 2.2 oben entlang der Statorbohrung als Strombelagsimpulse beschrieben werden. Die unterschiedlichen Vorzeichen einer Phase kennzeichnen den Hin- und Rückleiter einer Spulenseite. Der Strombelag $A(\gamma, t)$ in Abbildung 2.2 Mitte ist als Durchflutung pro Nutbreite b_N definiert. Im Falle eines glatten Luftspalts und punktförmiger Leiter, geht die Nutbreite b_N gegen null [28].

$$A = \lim_{b_N \rightarrow 0} \frac{\theta}{b_N} \quad \text{in der Mitte der Nut, sonst } A = 0 \quad (2.16)$$

Mit dem Ampèresches Gesetz kann die Durchflutung θ einer Nut durch das Ringintegral über eine geschlossene Kurve S

$$\oint_S \vec{H} \, d\vec{s} = N_w \cdot I = \theta \quad (2.17)$$

berechnet werden. Darin sind N_w die Anzahl der Leiter in der Nut und I der Strom in der Windung. Legt man die Kurve S durch den Stator und den Rotor um eine Nut, fällt wegen der Annahme $\mu_{\text{Fe}} \gg \mu_{\text{Luft}}$ keine magnetische Spannung im Eisen, sondern nur im Luftspalt ab. Die Felderregerkurve aus Abbildung 2.2 unten gibt den örtlichen Verlauf der im Luftspalt verfügbaren magnetischen Spannung an [28]:

$$V(\gamma, t) = \int A(\gamma, t) \, d\gamma \quad (2.18)$$

Durch den impulsartigen Verlauf des Strombelags, wird die Felderregerkurve treppenförmig. Mit der Luftspaltbreite δ kann aus der magnetischen Spannung

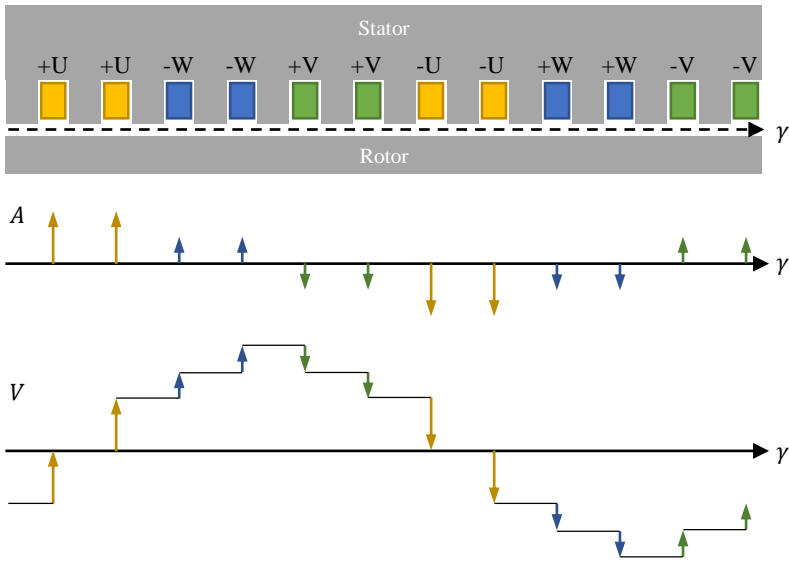


Abbildung 2.2: Herleitung der Felderregerkurve der PSM aus Abbildung 2.1 für einen festen Zeitpunkt $t = 0$ und $\varphi = 0$, oben: Stator mit Zonenplan, Mitte: Strombelagsimpulse $A(\gamma, t)$, unten: magnetische Spannung $V(\gamma, t)$

die Feldstärke im Luftspalt berechnet werden $H = V/\delta$. Mit dem Zusammenhang aus Gleichung 2.10 und der Permeabilität von Luft kann die Flussdichte zu

$$B_{am}(\gamma, t) = \frac{\mu_0}{\delta} V(\gamma, t) = \sum_{\lambda} \lambda \hat{B}_{am} \cos(\omega t - \lambda p \gamma) \quad (2.19)$$

berechnet werden. Aus den gleichen Symmetriegründen wie oben besteht die Fourier-Reihen-Darstellung in Gleichung 2.19 nur aus ungeraden Kosinusfunktionen, ohne durch drei teilbaren Koeffizienten. Zudem entstehen Flussdichtewellen, die in positive und negative Richtung verlaufen. Dies wird durch das Vorzeichen von $\lambda = 6k + 1$ mit $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ berücksichtigt. Da die Wicklung ortsfest ist, haben alle Oberwellen, im Gegensatz zum Rotorfeld, die gleiche Kreisfrequenz ω . Zur Veranschaulichung ist die Statorflussdichte im Zeit- und Frequenzbereich in Abbildung 2.4 a) und c) dargestellt.

2.1.3 Kraftdichte bei sinusförmiger Bestromung

Durch Einsetzen der Flussdichte aus Gleichung 2.13 in die Gleichung 2.9 der Radialspannung und anschließendem Ausmultiplizieren erhält man:

$$\sigma_r = \frac{1}{2\mu_0} (B_{\text{pm}}^2 + 2B_{\text{pm}}B_{\text{am}} + B_{\text{am}}^2) = \sigma_{r,\text{pm}} + \sigma_{r,\text{ampm}} + \sigma_{r,\text{am}} \quad (2.20)$$

Es gibt drei Beiträge zur radialen Kraftdichte. Eine wird verursacht durch die Interaktion des Rotorfelds mit sich selbst, sowie des Statorfelds mit sich selbst, als auch eine Interaktion des Rotorfelds mit dem Statorfeld.

Kraftdichte durch das Rotorfeld

Durch Berücksichtigung des Rotorfelds aus Gleichung 2.14 und dem trigonometrischen Zusammenhang¹ kann der erste Beitrag genauer analysiert werden:

$$\sigma_{r,\text{pm}} = \frac{\hat{B}_{\text{pm}}^2}{4\mu_0} \cdot \sum_{\mu_1} \sum_{\mu_2} \frac{1}{\mu_1\mu_2} \left[\cos(\Delta\mu(\omega t - p\gamma)) + \cos(\Sigma\mu(\omega t - p\gamma)) \right] \quad (2.21)$$

In dieser Gleichung ist die Differenz $\mu_1 - \mu_2$ durch $\Delta\mu$ und die Summe $\mu_1 + \mu_2$ mit $\Sigma\mu$ abgekürzt. Oberfelder mit der gleichen Ordnung ($\mu_1 = \mu_2$) tragen also immer zu einem Betrag zur statischen Kraftdichte ($v = 0, h = 0$) und zu ($v = kp, h = k$) mit $k = 2, 4, 6, \dots$ bei. Oberfelder mit ungleicher Ordnung ($\mu_1 \neq \mu_2$) verursachen gerade Raum- und Zeitordnungen ($v = kp, h = k$).

Veranschaulicht wird dies in Abbildung 2.3. Das rechteckige Rotorfeld aus Abbildung 2.3 a) dreht sich kontinuierlich mit dem Rotor. Die dadurch entstehende Grundwelle mit $\mu = 1$ hat den größten Koeffizienten in Abbildung 2.3 c). Diese Darstellung erhält man durch die zweidimensionale Fouriertransformation des zeitlichen Verlaufs aus Abbildung 2.3 a). Sie bietet eine übersichtliche Darstellung der auftretenden zeitlichen und räumlichen Ordnungen. Entsprechend der Gleichung 2.14, dreht sich jede Oberwelle des Rotors mit der entsprechenden zeitlichen Ordnung.

Durch das Quadrat der Flussdichte zur Kraftdichte spiegeln sich alle negativen Anteile der Flussdichte an der x -Achse und man erhält Abbildung 2.3 b). Nach Gleichung 2.21 trägt die Grundwelle der Flussdichte besonders zur statischen und gleich verteilten Kraftdichte mit ($v = 0, h = 0$) bei. Diese Kraft kann als Vorspannung, die auf den Rotor und auf den Stator wirkt, betrachtet werden und hat im Ordnungsdiagramm die größte Amplitude. Da des Weiteren nur

¹ $\cos(a)\cos(b) = [\cos(a-b) + \cos(a+b)]/2$

die Summen Σ und Differenzen Δ der Ordnungen auftreten, sind alle weiteren geradzahlig.

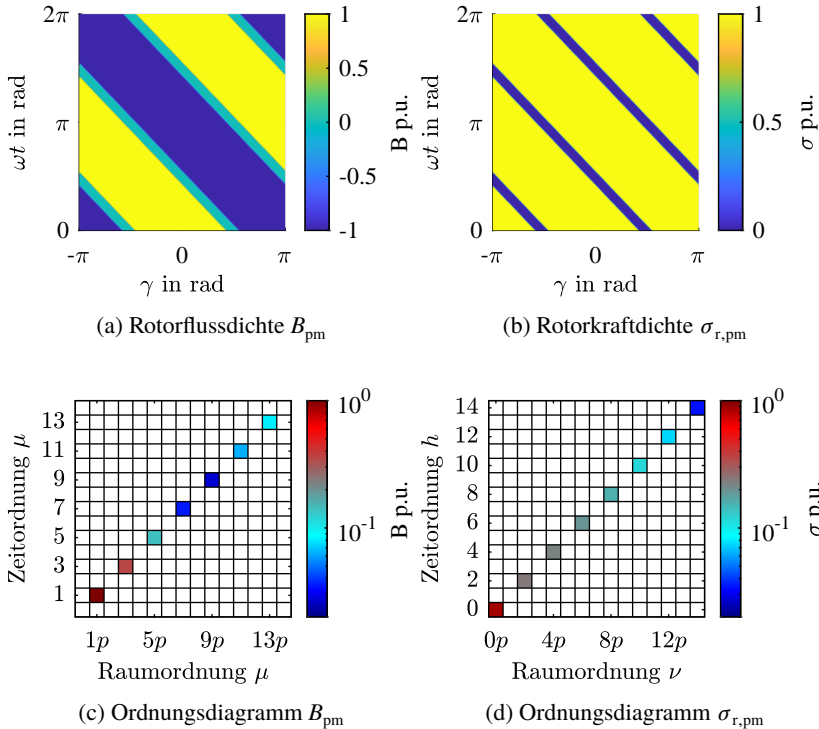


Abbildung 2.3: Exemplarische Rotorflussdichte und entsprechender Kraftdichte in Abhängigkeit der Ortskoordinate γ (für einen Pol) und der Zeitkoordinate ωt , die Flussdichte und die Kraftdichte sind auf 1 normiert

Kraftdichte durch das Statorfeld

Auf dieselbe Art und Weise kann die durch das Statorfeld erzeugte Kraftdichte analysiert werden. Dazu wird die Flussdichte des Stators aus Gleichung 2.19

in die Berechnung der Kraftdichte eingesetzt und die gleiche trigonometrische Beziehung wie oben verwendet:

$$\sigma_{r,am} = \frac{1}{4\mu_0} \cdot \sum_{\lambda_1} \sum_{\lambda_2} \lambda_1 \hat{B}_{am} \lambda_2 \hat{B}_{am} [\cos(\Delta\lambda p\gamma) + \cos(2\omega t - \Sigma\lambda p\gamma)] \quad (2.22)$$

In dieser Gleichung ist die Differenz $\lambda_1 - \lambda_2$ durch $\Delta\lambda$ und die Summe $\lambda_1 + \lambda_2$ mit $\Sigma\lambda$ abgekürzt. Jede Kombination aus λ_1 und λ_2 erzeugt somit einen Beitrag zu einer statischen Kraftdichte mit $h = 0$ und einer rotierenden Kraftdichte mit $h = 2\omega t$. Im Gegensatz zum Rotorfeld, erzeugt der Stator mit der sinusförmigen Bestromung aus Gleichung 2.15 keine größeren Zeitordnungen.

Da die räumlichen Ordnungen der Flussdichte nur $\lambda = (6k + 1)p$ mit $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ annehmen können, ergeben sich für alle statischen Felder der Kraftdichte nur räumliche Ordnungen von $\lambda = 6kp$. Der zweite Kosinusterm in Gleichung 2.22 ist verantwortlich für alle Oberfelder der Zeitordnung $h = 2\omega t$ und verursacht Raumordnungen von $\lambda = (6k + 2)p$ [31]. Der Unterschied zur Kraftdichte durch das Rotorfeld wird im Frequenzbereich in Abbildung 2.4 d) besonders deutlich.

Kraftdichte durch das Stator- und Rotorfeld

Aus Gleichung 2.20 bleibt der Term, der die Kombination aus Stator- und Rotorfeld $\sigma_{r,ampm}$ beschreibt, zu analysieren:

$$\frac{1}{4\mu_0} \cdot \sum_{\mu} \sum_{\lambda} \lambda \hat{B}_{am} \mu \hat{B}_{pm} [\cos((1-\mu)\omega t - \Delta p\gamma) + \cos((1+\mu)\omega t - \Sigma p\gamma)] \quad (2.23)$$

Hierin kürzt $\Delta = \lambda - \mu$ und $\Sigma = \lambda + \mu$ ab. In den Abbildungen 2.3 und 2.4 ist keine negative zeitliche Ordnung dargestellt, da sie durch eine negative räumliche Ordnung mit positiver zeitlichen Ordnung ausgedrückt werden kann. Es gilt die Symmetrie $(v, -h) \rightarrow (-v, h)$ und $(-v, -h) \rightarrow (v, h)$. Dadurch treten in der Kraftdichte $\sigma_{r,ampm}$ die zeitlichen $h = |1 \pm \mu|$ bei räumlichen Ordnungen von $v = 2kp$ auf [28, 31].

Symmetrie der 2D-Fourier-Transformation für Kraftdichtewellen

Abbildung 2.5 veranschaulicht die Symmetrie der 2D-Fourier-Transformation. In Grau sind alle Kraftanregungen eingezeichnet, die entweder eine räumliche oder zeitliche Ordnung von null haben. Der Koordinatenursprung stellt das Zentrum der Punktspiegelung dar. Alle Kraftanregungen mit einer negativen zeitlichen

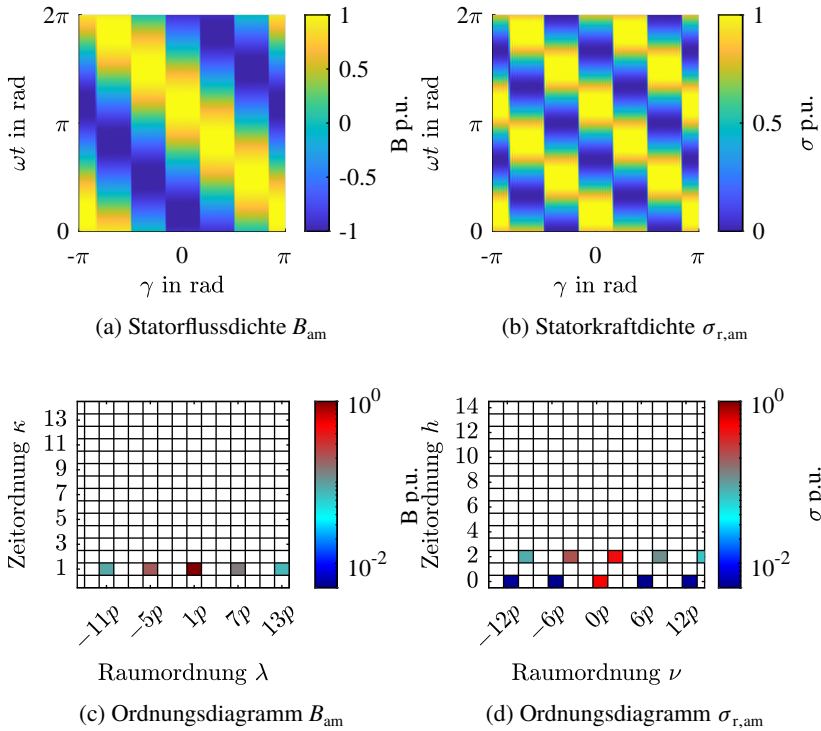


Abbildung 2.4: Exemplarische Statorflussdichte und entsprechender Kraftdichte in Abhängigkeit der Ortskoordinate γ (für einen Pol) und der Zeitkoordinate ωt , die Flussdichte und die Kraftdichte sind auf 1 normiert

Ordnung können mit den Symmetriebedingungen auf die entsprechende positive Zeitordnung gespiegelt werden.

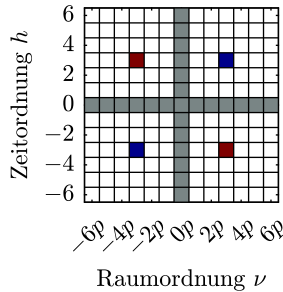


Abbildung 2.5: Veranschaulichung der Symmetrieeigenschaften der 2D-Fourier-Transformation, in Grau alle Raum- und Zeitordnungen mit jeweils $\nu = 0$ oder $h = 0$, in Rot erste Symmetrie, in Blau zweite Symmetrie

Dieser Zusammenhang lässt sich am besten anhand der Kraftdichtewelle aus Gleichung 2.1 nachvollziehen. Setzt man für die Phasenverschiebung $\varphi = h \cdot \varphi'$, erhält man für unterschiedliche Vorzeichen:

$$(v, h) : \frac{h}{v} \hat{\sigma} \cdot \cos(h(\omega t - \varphi') - v\gamma) \quad (2.24)$$

$$(-v, h) : \frac{h}{v} \hat{\sigma} \cdot \cos(h(\omega t - \varphi') + v\gamma) \quad (2.25)$$

$$(v, -h) : \frac{h}{v} \hat{\sigma} \cdot \cos(-h(\omega t - \varphi') - v\gamma) \quad (2.26)$$

$$(-v, -h) : \frac{h}{v} \hat{\sigma} \cdot \cos(-h(\omega t - \varphi') + v\gamma) \quad (2.27)$$

Mit dem trigonometrischen Zusammenhang $\cos(-a) = \cos(a)$ ergibt sich die erste Symmetrie aus Gleichung 2.25 und 2.26. Eine Kraftdichtewelle mit positiver räumlichen und negativer zeitlicher Ordnung kann dargestellt werden als Kraftdichtewelle mit negativer räumlichen und positiver zeitlichen Ordnung.

Durch den gleichen trigonometrischen Zusammenhang und aus Gleichung 2.24 und 2.27 lässt sich die zweite Symmetrie ableiten. Eine Kraftdichtewelle mit negativer räumlichen sowie negativen zeitlichen Ordnungen kann dargestellt werden als Kraftdichtewelle mit sowohl positiver räumlichen als auch zeitlichen Ordnung. Es gilt:

$$(v, -h) \rightarrow (-v, h) \quad (2.28)$$

$$(-v, -h) \rightarrow (v, h) \quad (2.29)$$

Aufgrund dieses Zusammenhanges reicht es aus, nur eine positive zeitliche Ordnung und sowohl negative als auch positive räumliche Ordnungen darzustellen. In dieser Arbeit sind alle Ordnungsdiagramme auf diese Art abgebildet. Eine andere, aber äquivalente Darstellung erhält man durch eine positive und negative zeitliche Achse, dafür nur eine positive räumliche Achse.

2.1.4 Luftspaltfelder bei sinusförmiger Bestromung mit HCI

In der vorherigen Betrachtungen ist der Strom der Statorwicklung rein sinusförmig und über Gleichung 2.15 definiert. Sowohl der Betrieb der elektrischen Maschine an einem Umrichter als auch die Verwendung von HCI verursachen zusätzliche zeitliche Oberschwingungen des Stroms, die dem Grundschwingungsstrom überlagert sind. Bei HCI sind die zusätzlichen Oberschwingungen sogar gewollt. Sie können in der elektrischen Maschine neue Kraftdichtewellen hervorrufen. Genauer ausgedrückt bedeutet das: HCI kann neue zeitliche Ordnungen schon bestehender räumlichen Ordnungen erzeugen.

Für das Luftspaltfeld gilt die Addition des Stator- und Rotorfelds aus Gleichung 2.13. Der für die Durchflutung verantwortliche Strom aus Gleichung 2.15 wird jedoch um zusätzliche Harmonische oder Oberschwingungen h erweitert:

$$\begin{pmatrix} i_U(t) \\ i_V(t) \\ i_W(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum h \hat{I} \cdot \cos\left(h(\omega t) + \varphi_h\right) \\ \sum h \hat{I} \cdot \cos\left(h(\omega t + 2\frac{\pi}{3}) + \varphi_h\right) \\ \sum h \hat{I} \cdot \cos\left(h(\omega t + 4\frac{\pi}{3}) + \varphi_h\right) \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

Dabei ist $h \hat{I}$ die Amplitude und φ_h der Winkel, bezogen auf den Rotor, der h . Harmonischen. Bei einer elektrischen Maschine ohne angeschlossenen Sternpunkt mit symmetrischem Strom können nur ungerade Oberschwingungen, die nicht durch $m = 3$ teilbar sind und somit $h = 1, -5, 7, \dots$ auftreten [28]. Durch die zusätzlichen Oberschwingungen verändert sich auch die Felderregerkurve und das Statorfeld. Es kann durch

$$B_{\text{am}}(\gamma, t) = \sum_{\kappa} \sum_{\lambda} \kappa \hat{B}_{\text{am}} \cos(\kappa \omega t - \lambda p \gamma) \quad (2.31)$$

ausgedrückt werden. Veranschaulicht bedeutet das, die Fourier-Reihe durch die treppenförmige Felderregerkurve aus Abbildung 2.2 c) wiederholt sich für jedes κ entsprechend der Stromamplitude $h \hat{I}$.

In Abbildung 2.6 links ist dieser Mechanismus der Übersichtlichkeit halber nur für die räumliche Grundwelle mit einer zeitlichen Oberschwingung darge-

stellt. Für eine Oberschwingung mit $h = -5$ wiederholt sich das Grundfeld bei ($\lambda = -1p, \kappa = 5$), da eine negative zeitliche Ordnung mit den oben genannten Symmetrieeigenschaften als eine negative räumliche Ordnung ausgedrückt werden kann. Es werden also Oberwellen mit einem negativen Drehsinn erzeugt. Durch die Oberschwingungen mit $h = 7$ wiederholt sich das Grundfeld bei ($\lambda = 1p, \kappa = 7$) und somit positivem Drehsinn.

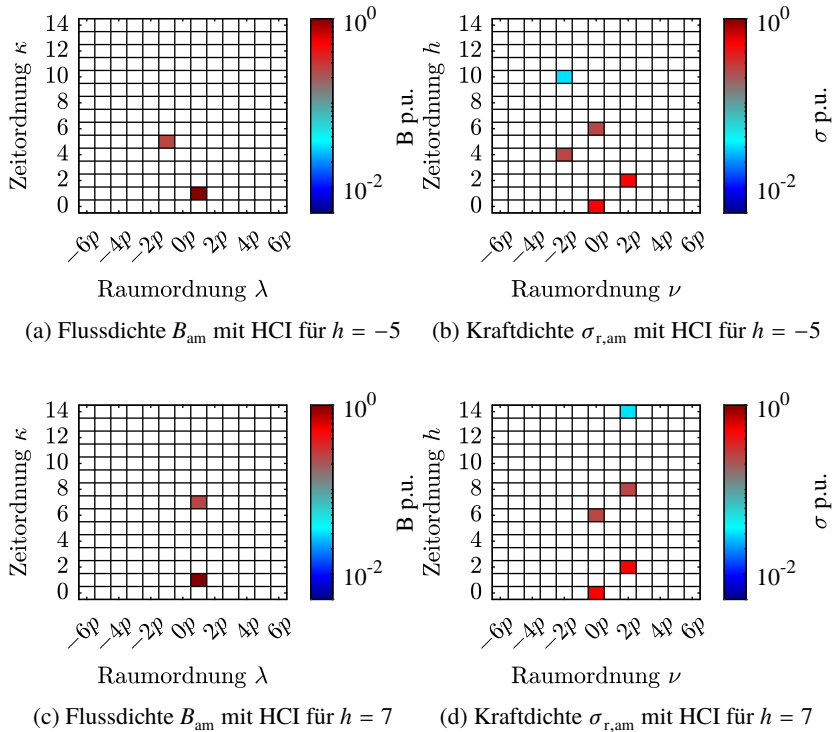


Abbildung 2.6: Exemplarische Ordnungsdiagramme der Flussdichte und der Kraftdichte verursacht durch die Grundwelle der Wicklung mit zusätzlicher Oberschwingung $h = -5$ des Stroms (oben) beziehungsweise $h = 7$ (unten)

2.1.5 Kraftdichte bei sinusförmiger Bestromung mit HCI

Wie im vorherigen Abschnitt kann die durch den Stator verursachte Kraftdichte über die Flussdichte berechnet werden:

$$\sigma_{r,am} = \frac{1}{2\mu_0} \cdot \left(\sum_{\kappa} \sum_{\lambda} \kappa \hat{B}_{am} \cos(\kappa \omega t - \lambda p \gamma) \right)^2 \quad (2.32)$$

Durch das Quadrat der Reihe interagieren alle Oberfelder mit sich und miteinander. Von besonderem Interesse sind dabei die mit der größten Amplitude. Daher spielt die räumliche Grundwelle $\lambda = 1$ eine übergeordnete Rolle. Um die Wirkmechanismen von HCI aufzuzeigen, reicht es aus, nur die räumliche Grundwelle mit zeitlichen Oberschwingungen zu betrachten. Dadurch vereinfacht sich Gleichung 2.32 zu

$$\sigma_{r,am} = \frac{1}{2\mu_0} \cdot \left(\sum_{\kappa} \kappa \hat{B}_{am} \cos(\kappa \omega t - p \gamma) \right)^2 \quad (2.33)$$

Nach Ausmultiplizieren des Quadrates und anschließendem Sortieren der Summanden ergibt sich

$$\begin{aligned} \sigma_{r,am} = \frac{1}{2\mu_0} \cdot & \left(\sum_{\kappa} \kappa \hat{B}_{am}^2 \frac{1}{2} [1 + \cos(2\kappa \omega t - 2p \gamma)] \right. \\ & \left. + \sum_{\kappa_1 \kappa_2} \kappa_1 \hat{B}_{am} \kappa_2 \hat{B}_{am} [\cos(\Delta \kappa \omega t) + \cos(\Sigma \kappa \omega t - 2p \gamma)] \right) \end{aligned} \quad (2.34)$$

Jede Oberschwingung der Grundwelle gleicher zeitlicher Ordnung κ wird in Gleichung 2.34 in der ersten Reihe zusammengefasst. Aus ihnen resultieren Beiträge zur statischen Kraftdichte ($v = 0, h = 0$) und zur Kraftdichte mit doppelten räumlichen und zeitlichen Ordnungen ($v = 2p, h = 2\kappa$).

Abbildung 2.6 a) beziehungsweise c) zeigen, wie der Grundwelle in der Flussdichte jeweils eine Oberschwingung mit $\kappa = -5$ und $\kappa = 7$ überlagert werden. Aus der Grundwelle der Flussdichte entstehen die dominanten Ordnungen ($v = 0, h = 0$) und ($v = 2p, h = 2$) in der Kraftdichte. Das Quadrat der jeweiligen Oberwelle der Grundwelle in der Flussdichte resultiert in einem Beitrag zur statischen Kraftdichte und zu einer Kraftanregung von ($v = 2p, h = -10$) beziehungsweise ($v = 2p, h = 14$).

Diese Kraftanregungen sind auch in Abbildung 2.6 b) und d) zu sehen, wobei die oben genannten Symmetrieeigenschaften genutzt werden. Da die Amplitude der Oberschwingung im Allgemeinen kleiner der Grundschwingung ist ${}^h\hat{I} < {}^1\hat{I}$ und somit auch die entsprechenden Flussdichten ${}^\kappa\hat{B} < {}^1\hat{B}$, sind diese Beiträge in der Kraftdichte relativ klein.

Von größerer Amplitude und damit auch Interesse sind die durch Oberschwingungen resultierenden Kraftdichtewellen mit ihrem Ursprung in der zweiten Reihe aus Gleichung 2.34. Hier interagieren unterschiedliche zeitliche Ordnungen der Grundwelle miteinander. So resultieren mit $\Delta\kappa = |\kappa_1 - \kappa_2|$ mit $\kappa_1, \kappa_2 = (6k + 1)$ und $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ immer Vielfache von sechs für die Raumordnung $\nu = 0$ der Kraftdichte. Im Beispiel in Abbildung 2.6 b) und c) lässt sich so die Kraftanregung der Ordnung ($\nu = 0, h = 6$) als Interaktion der Grundschwingung $\kappa = 1$ mit der Oberschwingung $\kappa = -5$ als auch mit $\kappa = 7$ erklären.

Eine Oberschwingung der Grundwelle der Flussdichte erzeugt aber auch immer zusätzliche zeitliche Oberwellen der Kraftdichte mit Raumordnungen ungleich Null. Diese resultieren aus dem zweiten Kosinusterm der zweiten Reihe in Gleichung 2.34. Für die Raumordnung $\nu = 2p$ entstehen mit $\Sigma\kappa = \kappa_1 + \kappa_2$ immer zeitliche Ordnungen mit $h = (6k + 2)$. Im Beispiel in Abbildung 2.6 b) und c) lassen sich so die Kraftanregungen der Ordnung ($\nu = -2p, h = 4$) und ($\nu = 2p, h = 8$) als Interaktion der Grundschwingung $\kappa = 1$ mit $\kappa = -5$ als auch mit $\kappa = 7$ erklären.

Bemerkenswert ist, dass der Abstand zwischen den Kraftdichtewellen durch die Grundschwingung und die Oberschwingungen immer $6k$ beträgt. Allein durch die Grundwelle der Flussdichte existieren die Kraftdichtewellen ($\nu = 0, h = 0$) und ($\nu = 2p, h = 2$). Mit den Oberschwingungen $\kappa = -5$ und $\kappa = 7$ der Flussdichte werden die Kraftdichtewellen ($\nu = 0, h = 6$) und ($\nu = 2p, h = 2 \pm 6$) erzeugt.

Dieser Mechanismus gilt für alle Oberschwingungen und Oberwellen. Beim HCI wird das Erzeugen neuer zeitlicher Kraftdichtewellen ausgenutzt, um bereits bestehenden gezielt entgegenzuwirken.

2.2 Numerische elektromagnetische Kraftberechnung

Nachdem im vorangegangenen Abschnitt die grundlegenden Mechanismen qualitativ dargestellt wurden, zeigt der Folgende die quantitative Bestimmung der

Kräfte mittels FEM. Hierbei können viele Vereinfachungen, die in Kapitel 2.1 getätigt wurden, zurückgenommen werden:

- der Luftspalt wird detailliert betrachtet, wie in Abbildung 2.1 b),
- μ_{fe} im Eisen wird nichtlinear anhand einer Neukurve berücksichtigt,
- die Flussdichte hat sowohl eine Radialkomponente B_r , als auch eine Tangentialkomponente B_t ,
- es werden alle zweidimensionalen Streuungen betrachtet.

Die Berechnungen mittels FEM werden mit ANSYS® Maxwell 2D® durchgeführt. Unter anderem durch die Beschränkung auf zwei Dimensionen gelten folgende Vereinfachungen:

- der Feldverlauf ist rein zweidimensional,
- dadurch werden keine Stirn-Effekte berücksichtigt,
- die Maschine ist ideal symmetrisch,
- Feldrückwirkung durch Wirbelströme werden vernachlässigt.

2.2.1 Aufbau

Beim Aufbau von Berechnungen mittels FEM ist es vorteilhaft, Symmetrien auszunutzen, um möglichst wenig Knoten berücksichtigen zu müssen. Ohne Verlust an Genauigkeit kann dadurch ein Modell schneller berechnet werden. Für die Kapitel 6.3 näher beschriebene Maschine mit einer Polpaarzahl von $p = 12$ und Nutenzahl von $N = 36$ reicht es aus, nur ein Zwölftel zu simuliert. Die kleinste symmetrische Einheit der untersuchten elektrischen Maschine, ein Polpaar, ist in Abbildung 2.7 a) dargestellt.

Für alle Materialien aus Eisen ist eine nichtlineare Neukurve hinterlegt. Die Magneten werden durch eine relative Permeabilität und eine Koerzitivfeldstärke charakterisiert. Der Rotor dreht sich in der transienten Simulation synchron mit dem Statorfeld mit. Das Statorfeld wird verursacht durch die zweischichtigen konzentrierten Wicklungen, symbolisiert durch „Kupfer“. Jeder Strang wird nach Gleichung 2.15 bestromt, womit die Bedingungen der Sternverschaltung erfüllt werden.

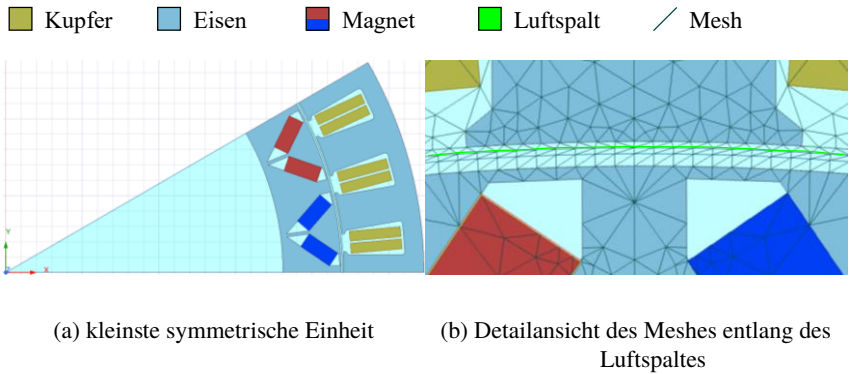


Abbildung 2.7: Aufbau und Mesh der untersuchten elektrischen Maschine mit den Polpaaren $p = 12$ und Nuten $N = 36$

2.2.2 Mesh

Das Mesh ist die Gesamtheit aller Knoten und ihren Verbindungen, in die das Problem bei Simulationen mit FEM zerteilt wird. An das Mesh werden unterschiedliche Anforderungen gestellt. Damit die Feldrekonstruktion nach [32] von einer sechstel elektrischen Periode auf eine gesamte gelingt und somit sechsmal schneller simuliert werden kann, muss das Mesh symmetrisch sein [S1].

Die Kraftdichte wird entlang einer Linie im Luftspalt nach Gleichung 2.5 berechnet und anschließend im Frequenzbereich ausgewertet. Für die Transformation besteht der Luftspalt aus äquidistanten Stützstellen. Die Anzahl der Stützstellen pro Pol N_{Knoten} begrenzt nach dem *Nyquist-Shannon-Abtasttheorem* zudem die maximale räumliche Ordnung ν_{max} , die die Simulation abbilden kann [33]:

$$\nu_{\text{max}} = p \cdot \frac{N_{\text{Knoten}}}{2} \quad (2.35)$$

Da sich der Rotor bei einer transienten Simulation um diskrete Winkelinkremente dreht, bewegt sich auch das Mesh des Rotors relativ zum Stator. Damit die Knoten des Rotors und des Stators nach jedem Zeitschritt aufeinander fallen, muss

N_{Knoten} ein ganzzahliges Vielfaches der zeitlichen Stützstellen pro elektrischer Periode N_{Zeit} sein:

$$N_{\text{Knoten}} = k \cdot N_{\text{Zeit}} \quad \text{für} \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (2.36)$$

Daraus ergibt sich analog zu oben die maximale zeitliche Ordnung der Kraftdichte h_{max} , die die Simulation abbilden kann [34]:

$$h_{\text{max}} = \frac{N_{\text{Zeit}}}{2} \quad (2.37)$$

Um die oben genannte Feldrekonstruktion anzuwenden, ist die Anzahl an Stützstellen pro Periode ein Vielfaches von sechs. Ein Beispiel des Meshes im Luftspalt ist in Abbildung 2.7 b) gegeben. Hier wurde $N_{\text{Knoten}} = N_{\text{Zeit}} = 72$ gewählt. In Grün ist die Linie markiert, die zur Auswertung der Maxwell'schen Spannung verwendet wird. Im Gegensatz zur Linie darunter ist sie statorfest.

2.2.3 Konzentrierte Zahnkräfte

Das Integral über eine geschlossene Kurve aus Gleichung 2.6 berechnet die auf einen Körper wirkende Kraft. In diesem Fall wird der Integrationspfad separat um jeden Zahn gelegt. Dabei wird entlang des Luftspalts aus Abbildung 2.7 b) von Nutmitte zu Nutmitte integriert. Es ist besonders wichtig, diesen Pfad möglichst nahe am Zahn zu führen [S2]. Geschlossen wird der Pfad durch die Nut und durch den Stator. Dabei wird davon ausgegangen, dass die Nut und der Stator feldfrei sind, sodass sie keinen Beitrag zum Integral liefern können [35].

Diese Methode der Berechnung der konzentrierten Kräfte in tangentialer und radialer Richtung hat mehrere Vorteile. Sie ist unabhängig von der genauen Statorgeometrie. Des Weiteren lässt sie sich besonders effizient berechnen und umgeht numerische Instabilitäten auf den Grenzflächen zwischen unterschiedlichen Materialien. Dieses Vorgehen wird in vielen Veröffentlichungen verwendet und bietet eine gute Genauigkeit [35]. Um die Genauigkeit weiter zu erhöhen, werden Transferkoeffizienten von Luftspalt zu Stator diskutiert [36].

Modulationseffekt

Die Kraftdichten in den analytischen Betrachtungen aus Gleichungen 2.21 bis 2.23 sind durch unendliche Reihen dargestellt. Abschnitt 2.2.2 erläutert die Diskretisierung des Luftspalts über das Mesh und die damit verbundene höchste berechenbare Ordnung ν_{max} . Durch die Berechnung von auf N Zähne konzentrier-

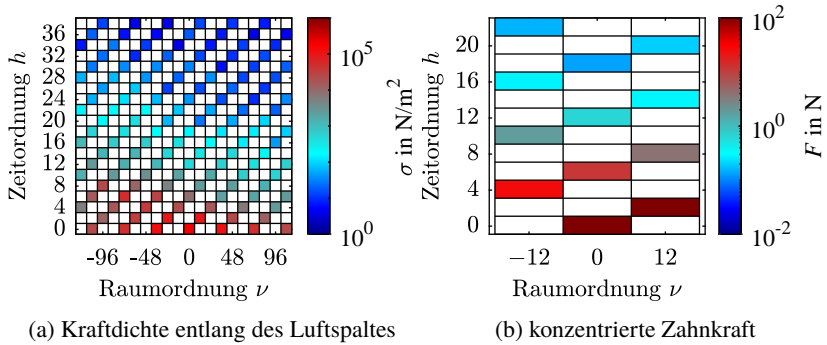


Abbildung 2.8: Beispiel der Kraftdichte und der Zahnkraft für $N = 36$, $p = 12$ und $q = 0,5$ am Eckpunkt

ten Kräften, wird die Anzahl an räumlichen Stützstellen auf N und die maximale räumliche Ordnung auf $N/2$ reduziert. Dadurch ist ein mechanischer Aliasing-Effekt beobachtbar.

Das heißt Kraftdichtewellen kleiner ν_{\max} , aber größer $N/2$ erscheinen als rückwärts laufende Wellen. Das geht so weit, bis Kraftdichtewellen mit einer Ordnung von einem Vielfachen von N mit einer räumlichen Ordnung von $\nu = 0$ wirken. Kraftdichtewellen mit einer großen räumlichen Ordnung können wie mit einer kleinen räumlichen Ordnung wirken [37]. Mit dem größten gemeinsamen Teiler (ggT)

$$\min(\nu) \Big|_{\nu \neq 0} = \text{ggT}(N, 2p) \quad (2.38)$$

lässt sich die nächstgrößere Raumordnung größer $\nu = 0$ berechnen. Im Allgemeinen sind die weiteren Raumordnungen Vielfache davon, jedoch kleiner $N/2$ [38].

Dieser Effekt ist in Abbildung 2.8 für die untersuchte Maschine dargestellt. Zu sehen sind sowohl die Kraftdichte entlang des Luftspaltes aus Abbildung 2.7 b) als auch die konzentrierten Zahnkräfte im Frequenzbereich. Mit den Gleichungen 2.35 und 2.37 und der oben genannten Anzahl an Stützstellen, ergeben sich für die räumliche und zeitliche größte abzubildende Ordnung $\nu_{\max} = 436$ bezie-

hungsweise $h_{\max} = 36$ für die Kraftdichte. Eine reduzierte Ansicht davon ist in Abbildung 2.8 a) gegeben.

Durch die Integration und Abbildung dieser Kräfte auf $N = 36$ Zähne entstehen nur die Raumordnung $\nu = 0$ und $\nu = p$. Die in Abschnitt 2.1.2f beschriebene dominante Anregung von ($\nu = 2p = 24, h = 2$) durch die Grundwelle, wird durch den mechanischen Aliasing-Effekt auf die ($\nu = p = 12, h = 2$) gespiegelt. Es handelt sich hierbei nicht um einen Effekt der Simulation, sondern wird durch den Zahn als idealen Kraftsammler und Stützstelle hervorgerufen.

2.3 Analytische mechanische Berechnungen

Die im vorherigen Abschnitt berechneten Kräfte wirken auf den Stator. Der Stator kann dadurch unter gewissen Bedingungen zum Schwingen angeregt werden. Seine Schwingungsformen sind in unterschiedliche Moden r unterteilt, die alle ihre eigene Resonanzfrequenz f_r haben. Vereinfacht kann der Stator als Ring angenommen werden. Die Anzahl an Knoten in der Schwingungsform gibt dann die Mode r an. Im besonderen Fall von $r = 0$, also keine Knoten, spricht man auch von der atmenden Mode. Zur Veranschaulichung zeigt Abbildung 2.9 eine Auswahl an Moden.

Resonanz tritt dann auf, wenn zwei Bedingungen erfüllt sind. Die notwendige Bedingung ist, dass die anregende Kraft die gleiche räumliche Verteilung wie die Mode aufweist.

$$\nu = r \tag{2.39}$$

Wenn zusätzlich die Frequenz der anregenden Kraft die Resonanzfrequenz trifft,

$$f_r = h \cdot p \cdot \frac{n}{60} \cdot \frac{\min}{s} \tag{2.40}$$

ist die hinreichende Bedingung erfüllt. Die Schwingung wird nur von der Dämpfung des Materials begrenzt. In Gleichung 2.40 ist n die mechanische Drehzahl der Maschine in 1/min.

Die atmende Mode $r = 0$

Aus dem Abschnitt 2.1 ist bekannt, dass die Kraftanregung der Form $\nu = 0$ immer vertreten ist. Daher spielt auch die Schwingungsform $r = 0$ eine besondere Rolle. Die Resonanzfrequenz der atmenden Mode kann analytisch mit dem mittleren Radius des Stators R_S , dem Masseverhältnis k_M aus Statormasse M_S , Zahnmasse

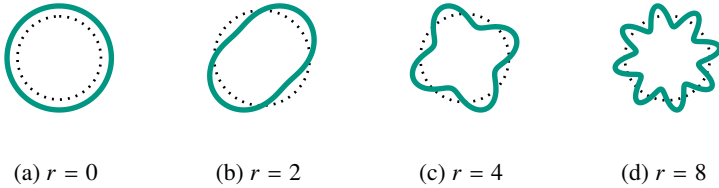


Abbildung 2.9: Schwingungsformen eines Rings

M_Z und Kupfermasse M_K bezogen auf die Statormasse berechnet werden [30, 39]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_S} \sqrt{\frac{E_S}{\rho_S k_M}} \quad \text{mit} \quad k_M = \frac{M_S + M_Z + M_K}{M_S} \quad (2.41)$$

Die Materialeigenschaften des Stators in dieser Gleichung sind mit der Dichte $\rho_S = 7750 \text{ kg m}^{-3}$ und dem Elastizitätsmodul $E_S = 205 \text{ GPa}$ berücksichtigt. Da es sich um ein Materialverbund aus Elektrolech und Backlack handelt, müssen diese besonders berechnet werden. Eine entsprechende Methode wird in [40] vorgestellt. Die im Folgenden verwendeten Materialdaten sind dieser Quelle entnommen.

Mittlere Radien für den Stator von 0,05 m bis 0,2 m sind typisch für elektrische Maschinen für Traktionsanwendungen. Mit der oben beschriebenen Gleichung lässt sich berechnen, dass dadurch Resonanzfrequenzen im gut hörbaren Bereich entstehen. Abbildung 2.10 a) veranschaulicht den Zusammenhang zwischen mittlerem Radius und Resonanzfrequenz. Je größer der Radius, desto niedriger die Resonanzfrequenz.

Die entsprechende statische Auslenkung Y^s für eine gleich verteilte und stetige Kraftdichte kann mit dem Innenradius R_i des Stators und der Jochdicke h_j zu

$$Y_0^s = 0\sigma \cdot \frac{R_S R_i}{E_S h_j} \quad (2.42)$$

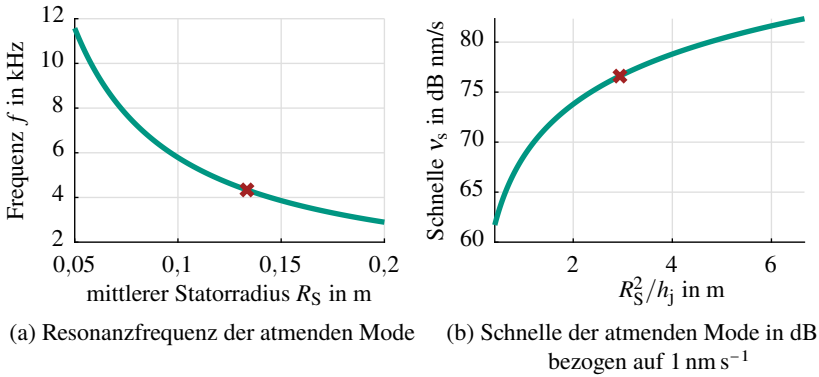


Abbildung 2.10: Untersuchung der atmenden Mode bezüglich Resonanzfrequenz und Schnelle mit Markierung für die betrachtete Maschine in Rot

berechnet werden [39]. Die dynamische Auslenkung Y^d kann mit einem Filter zweiter Ordnung angenähert werden [30]

$$Y^d(f) = Y^s \cdot \frac{1}{\sqrt{(1 - f^2/f_r^2)^2 + 4\xi_r^2 f^2/f_r^2}} \quad (2.43)$$

und ist eine Funktion der anregenden Frequenz f , der Dämpfung ξ und der Resonanzfrequenz f_r der entsprechenden Mode r . Die Frequenz der Anregung lässt sich mit Gleichung 2.40 berechnen. Für die Dämpfung wurde eine empirische Näherung entwickelt [41]. Die dynamische Auslenkung wird im Resonanzfall, also für $f = f_r$, maximal. Dann lässt sie sich durch

$$Y^d(f_r) = Y^s \cdot \frac{1}{2\xi} \quad (2.44)$$

ausdrücken und ist nur noch eine Funktion der Dämpfung. Die Ableitung der Auslenkung ergibt die radiale Schnelle v_s der Vibration.

$$v_s = 2\pi f_r Y^s \cdot \frac{1}{2\xi} \quad (2.45)$$

Wird die Schnelle des Stators als Indikator für die entstehenden Geräusche verwendet, kann untersucht werden, welchen Einfluss die Geometrie der elektrischen Maschine auf das Geräuschverhalten der atmenden Mode hat. Dabei wird angenommen, dass der mittlere Radius in etwa dem innen Radius, im Vergleich zur Jochdicke, entspricht.

Genau über diesem Verhältnis ist die entstehende Schnelle für eine Einheitsanregung von 1 N m^{-2} in Abbildung 2.10 b) angegeben. Daraus lässt sich ablesen, je dicker das Joch h_j des Stators, desto geringer die Schnelle, desto geräuschärmer wird die Maschine bei gleicher Kraftanregung sein.

Größere Mode $r > 1$

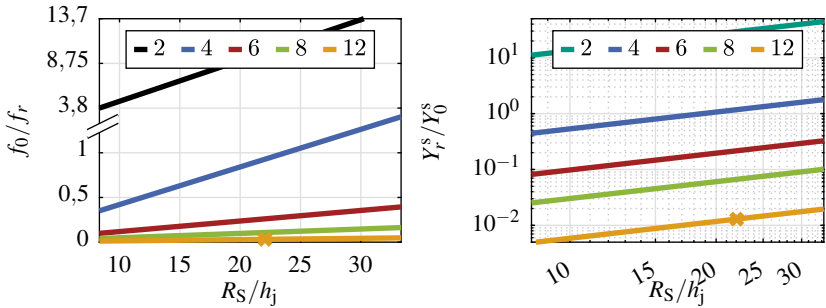
Da elektrische Maschinen mit einseitigen Zugkräften vermieden werden, wird die Mode $r = 1$ im Idealfall nicht angeregt und es wird im Weiteren nicht darauf eingegangen. Von großem Interesse sind jedoch Moden $r > 1$. Wie im Abschnitt 2.2.3 erläutert, ist die kleinste räumliche Ordnung, ungleich der Nullten, abhängig der Polpaarzahl und Nutenzahl. Für die statische Auslenkung bedeutet dies [39]:

$$Y_r^s = r \hat{\sigma} \cdot \frac{12 R_S^3 R_i}{E_S h_j^3 (r^2 - 1)^2} \quad \text{für} \quad r > 1 \quad (2.46)$$

Bezieht man diese Auslenkung auf die Auslenkung der atmenden Mode in Gleichung 2.42, kann man abschätzen, inwieweit größere Moden kritische Schnellen hervorrufen können [42]:

$$\frac{Y_r^s}{Y_0^s} = \frac{r \hat{\sigma}}{0 \hat{\sigma}} \frac{12}{(r^2 - 1)^2} \frac{R_S^2}{h_j^2} \quad (2.47)$$

Dieses Verhältnis ist in Abbildung 2.11 b) mit der Annahme gleich großer Kraftdichten $r \hat{\sigma} = 0 \hat{\sigma}$ für unterschiedliche Moden über dem Quotienten aus mittlerem Statorradius zu Jochdicke dargestellt. Aus dieser Abbildung kann man die Beziehung ablesen: je höher die Mode r desto geringer ist die statische Auslenkung in Bezug auf die der atmenden Mode. Besonders kritische Auslenkungen erreichen die niedrigen Moden $r = 2$ und $r = 4$. Höhere Moden werden stärker gedämpft. Des Weiteren wird die Abhängigkeit der Jochdicke h_j sichtbar. Je dicker das Joch im Vergleich zum mittleren Radius des Stators, desto geringer wird die verursachte Auslenkung, desto geräuschärmer der Motor.



(a) Resonanzfrequenz der atmenden Mode bezogen auf die Resonanzfrequenz der Mode $r > 1$ (b) Auslenkung der Mode $r > 1$ bezogen auf die Schnelle der atmende Mode

Abbildung 2.11: Untersuchung höherer Moden bezüglich Resonanzfrequenz und Schnelle mit Markierung für die betrachtete Maschine in Gelb

Bei welcher Frequenz die höheren Moden auftreten, lässt sich mit

$$f_r = \frac{1}{2\pi R_S^2} \frac{r^2(r^2 - 1)}{\sqrt{r^2 + 1}} \sqrt{\frac{E_S h_j^2}{12 \rho_s}} \quad (2.48)$$

berechnen [30]. Bezieht man die Resonanzfrequenz der atmende Mode auf die der höheren Moden, lässt sich abschätzen, ob sie darunter oder darüber liegen:

$$\frac{f_0}{f_r} = \frac{R_S}{h_j} \frac{\sqrt{r^2 + 1}}{r^2(r^2 - 1)} \sqrt{\frac{12}{k_M}} \quad (2.49)$$

Für den in Abbildung 2.11 a) betrachteten Quotienten aus mittlerem Radius des Stators und Jochdicke liegen alle Resonanzfrequenzen für $r = 2$ unterhalb der atmenden Mode. Für die Mode $r = 4$ kommt es im Detail auf den Quotienten an. Für die anderen Moden ist die Resonanzfrequenz höher der atmenden Mode.

Beispielhaft wären laut Abschnitt 2.2.3 für eine elektrische Maschine mit $p = 12$ und $N = 36$ die auftretenden Raumordnungen der Kraftdichte $\nu = 0$ und $\nu = 12$. Diese Kraftdichten können die atmende Mode $r = 0$ und die Mode $r = 12$

anregen. Die zu erwartende mechanische Antwort auf die Kraftdichte mit der Raumordnung $\nu = 12$ wird laut Abbildung 2.11 b) um zwei Größenordnungen kleiner als auf $\nu = 0$ ausfallen. Daher wird die Hauptursache von Geräuschen bei dieser Maschine von der atmenden Mode ausgehen.

2.4 Numerische mechanische Berechnungen

Mit den analytischen Betrachtungen aus dem vorherigen Kapitel kann man die groben Zusammenhänge zwischen Kräften, Schwingungsformen, Resonanzfrequenzen und Auswirkungen in der Amplitude der Schnelle sehr gut veranschaulichen. Genauere Aussagen können mit mechanischen Berechnungen mittels FEM getroffen werden. Hier können beliebige Geometrien, orthotrope Materialien und unterschiedliche Randbedingungen abgebildet werden. Als Software kommt *Ansys Mechanical*® zum Einsatz.

Der Ansatz besteht darin, analog zum vorherigen Abschnitt, charakterisieren zu können, wie der Stator auf unterschiedliche Kraftanregungen reagiert. Dazu wird er mit einer Einheitskraft angeregt und die zu untersuchende Größe berechnet [43][44][38].

Die hier betrachtete elektrische Maschine in Abbildung 2.12 a) wird dazu stirnseitig fixiert. Um den Einfluss der Wicklung zu berücksichtigen, wird ihre Masse auf die Zahninnenflächen projiziert. Die Dämpfung wird zu 3 % angenommen. Die Materialdaten entsprechen denen aus [40]. Auf die Zähne wird jeweils eine harmonische Kraft in radialer und tangentialer Richtung der Größe 1 N aufgebracht. Abbildung 2.12 c) zeigt ein Beispiel für eine radiale Kraftanregung. Die Zahnkräfte F_Z unterscheiden sich bezüglich ihrer Phase α_Z zueinander:

$$F_Z = 1 \text{ N} \cdot \sin(2\pi f t + \alpha_Z) \quad \text{mit} \quad \alpha_Z = z \cdot \frac{2\pi\nu}{N} \quad (2.50)$$

Mit $\nu = 0$ wirken alle Kräfte gleichzeitig. Werden so die Zähne radial angeregt, entspricht es einer Anregung der atmenden Mode. Je nachdem, welche weiteren Raumordnungen der Kraft auftreten können, kann $\nu > 0$ annehmen. Dann wirkt die Einheitskraft wie eine umlaufende Kraft der Ordnung ν .

Da es sich um eine harmonische Analyse handelt, wird der Stator für mehrere Frequenzen entsprechend Gleichung 2.50 angeregt und gelöst. Anschließend können die Übertragungsfunktionen für die Auslenkung ${}_v H_s(f)$, die Schnelle ${}_v H_v(f)$ und die Beschleunigung ${}_v H_a(f)$ an definierten Punkten oder die äquivalent abgestrahlte Schallleistung ${}_v H_{\text{ERP}}(f)$ ausgewertet werden. Die äquivalent abgestrahlte

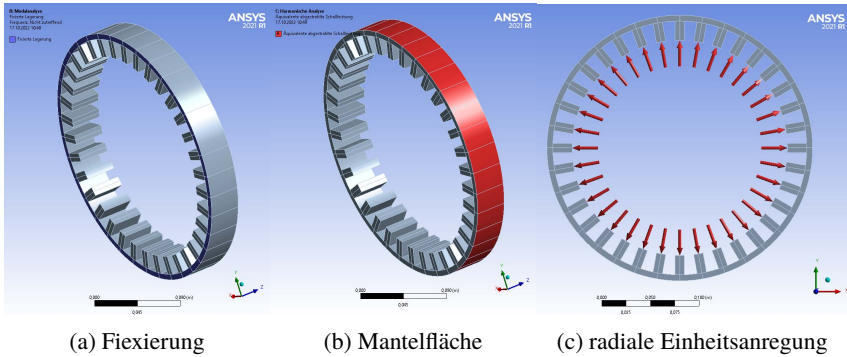


Abbildung 2.12: Mechanische FEM: Randbedingungen und Kraftanregung der harmonischen Analyse

Leistung (ERP) lässt sich mit der Dichte ρ_L und Schallgeschwindigkeit c_L von Luft zu [45]

$$P_{\text{ERP}} = \int_{A_s} \rho_L c_L v_s^2 dA_s^{\vec{}} \quad (2.51)$$

berechnen. Darin ist A_s die Mantelfläche des Motors, sie ist in Abbildung 2.12 b) Rot markiert. Diese Form der Berechnung liefert gute Ergebnisse ab ca. 275 Hz, darunter muss ein Abstrahlfaktor berücksichtigt werden [45]. Die ERP kann so als Indikator für die Geräuschemission dienen, bei gleichzeitiger effizienter und schnellen Berechnung.

Das Ergebnis dieser Charakterisierung ist in Abbildung 2.13 dargestellt. Abbildung 2.13 a) zeigt die Antwort auf eine radiale Einheitsanregung wie in Abbildung 2.12 c) mit $\nu = 0$ und $\nu = 12$ für einen Frequenzbereich von 0 kHz bis 13 kHz als ERP in W. Wie in Abschnitt 2.3 untersucht, ist die Amplitude der Schnelle für eine Anregung der Raumordnung $r = 0$ größer als der Raumordnung $r = 12$ ($Y_0^s > Y_{12}^s$) und liegt im Frequenzbereich darunter ($f_0 < f_{12}$).

Im Unterschied zur analytischen Methode, kann dieses Vorgehen mehrere Resonanzen von ähnlichen Moden berücksichtigen. So existieren für die Kraftform $\nu = 12$ zwei Resonanzfrequenzen.

Abbildung 2.13 b) zeigt das ERP auf eine tangentielle Anregung der Raumordnungen $r = 0$ und $r = 12$. Im Vergleich zu den analytischen Betrachtungen kann mittels FEM das Antwortverhalten auf tangentielle Anregungen betrachtet werden.

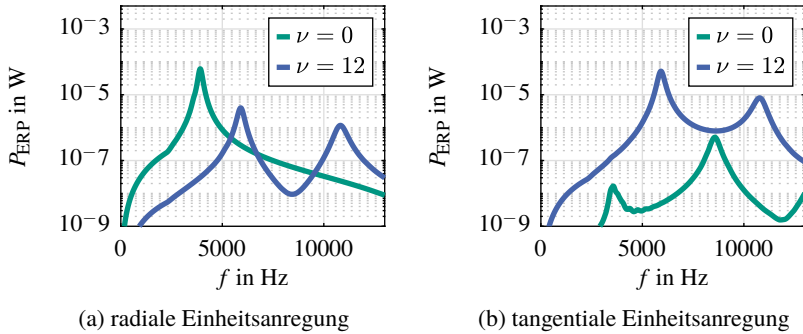


Abbildung 2.13: Mechanische FEM: ERP-Antwort ${}_{\nu}H_{\text{ERP}}(f)$ auf eine Einheitskraftanregung für $\nu = 0$ und $\nu = 12$

Dazu werden die Kraftvektoren in Abbildung 2.12 c) um 90° gedreht.

Damit sind die Wirkmechanismen zwischen elektrischen und mechanischen Größen beschrieben. Die Stärke der analytischen Betrachtung der elektrischen Domäne liegt darin, die Gestalt der entstehenden Kräfte zu beschreiben. Man kann daraus den qualitativen Einfluss von harmonischen Strömen oder der Maschinenparameter ableiten und sich in Kapitel 4 beziehungsweise 5 zunutze machen. Auch in der mechanischen Domäne bildet die analytische Beschreibung ein greifbares Verständnis zwischen Geometrie und der Schwingfähigkeit des Systems.

Für quantitative Vorhersagen sind die vorgestellten analytischen Betrachtungen zu ungenau, da sie auf vielen Vereinfachungen basieren. Dafür werden in beiden Domänen auf Berechnungen mittels FEM zurückgegriffen.

Kapitel 3

Modellbildung

Dieses Kapitel beschreibt die physikalischen Zusammenhänge aus dem vorherigen Kapitel, mit dem Ziel einer einfachen Berechnung. Um die nötige Genauigkeit aufzuweisen, werden die Modelle mittels der in Abschnitt 2.2 und 2.4 beschriebenen FEM parametrisiert.

Der erste Abschnitt beschreibt das Modell der elektrischen Maschine. Er geht auf die Spannungserzeugung, Drehmomentbildung und auf die Zahnkräfte ein. Dabei soll das Modell zum einen alle Oberwellen-Effekte, als auch Oberschwingungen im Strom aus Kapitel 2.1 berücksichtigen. Das mechanische Modell überführt im darauf folgenden Abschnitt die Anregungen durch die Zahnkräfte in Vibrationen und Schalleistung.

3.1 Permanenterregte Synchronmaschine

Zweck einer PSM ist es, elektrische Energie in mechanische umzuwandeln und umgekehrt. Dafür ist das Zusammenspiel aus magnetischer Flussdichte und Strombelag aus Gleichung 2.12 notwendig. Von außen betrachtet sind jedoch nur globale Größen von Interesse, ohne die räumliche Verteilung der Flussdichte oder des Strombelags kennen zu müssen. Dafür wird die Flussdichte aus Gleichung 2.13

mit der Windungszahl je Strang N_s in die für einen Strang wirksame Flussverket-
 tung Ψ überführt [28]:

$$\begin{pmatrix} \Psi_U(t) \\ \Psi_V(t) \\ \Psi_W(t) \end{pmatrix} = N_s \cdot I_{fe} \cdot \begin{pmatrix} \int_0^{\tau_p} B(x, t) dx \\ \int_{\Delta}^{\tau_p + \Delta} B(x, t) dx \\ \int_{2\Delta}^{\tau_p + 2\Delta} B(x, t) dx \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

In der Gleichung ist $\Delta = \tau_p/3$, entsprechend 120° , wobei die Polteilung τ_p durch

$$\tau_p = \frac{2R_i \pi}{2p} \quad (3.2)$$

definiert ist [28]. Durch das in Abschnitt 2.1.2 untersuchte Luftspaltfeld lässt sich bestimmen, welche Oberschwingungen in der Flussverketung vorkommen können. Sowohl im Rotorfeld als auch Statorfeld kommen nur ungerade räumliche Ordnungszahlen vor, damit tragen sie alle zur Flussverketung bei. Das Integral über gerade Raumordnungen über einen Pol wird zu null.

Das Statorfeld besteht bei sinusförmiger Bestromung nur aus Oberfeldern der zeitlichen Grundordnung $h = 1$, daher wird auch in der Flussverketung nur die Grundschiwingung erzeugt. Anders verhält sich dies beim Rotorfeld. Wie in Abschnitt 2.1.2 beschrieben, dreht sich das Rotorfeld samt seiner Oberwellen mit dem Rotor. Es treten räumliche und zeitliche Ordnungen der Form $h, \mu = 2k + 1$ für $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ auf. Aus diesem Grund entstehen auch in der Flussverketung diese zeitlichen Ordnungen [28].

3.1.1 dq0-Transformation

Komfortabler als in Gleichung 3.1 lassen sich die Flussverketungen in einem anderen Koordinatensystem ausdrücken. Dazu macht man sich die räumliche Verteilung um jeweils 120° zunutze. Die drei Größen werden als Vektoren in einer komplexen Ebene interpretiert und können durch einen Real- und Imaginärteil sowie einer Nullkomponente zusammengefasst werden. Das Besondere an der dq0-Transformation ist, dass das Koordinatensystem mit dem Rotor mit rotiert. Das heißt, die in Abschnitt 2.1.2 beschriebene Grundwelle wird zu einer Gleichgröße. Die vorkommenden Oberwellen werden ebenfalls transformiert. Das dq0-Koordinatensystem wird so ausgerichtet, dass die d-Achse in Richtung des Maximums der Rotorflussdichte zeigt, wie in Abbildung 2.1 dargestellt. Die

amplitudeninvariante Berechnungsvorschrift am Beispiel der Flussverkettung lautet [46][47]:

$$\begin{bmatrix} \Psi_d(t) \\ \Psi_q(t) \\ \Psi_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_U(t) \\ \Psi_V(t) \\ \Psi_W(t) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Die elektrische Kreisfrequenz wird mit ω bezeichnet und ergibt multipliziert mit der Zeit den Rotorlagewinkel $\gamma_r = \omega t$. Daraus lässt sich die komplexe Flussverkettung

$$\underline{\Psi}_{dq}(t) = \Psi_d(t) + j\Psi_q(t) \quad (3.4)$$

mit

$$\Psi_d(t) = \Re\{\underline{\Psi}_{dq}(t)\} \quad \text{und} \quad \Psi_q(t) = \Im\{\underline{\Psi}_{dq}(t)\} \quad (3.5)$$

definieren. Dabei ist j die imaginäre Einheit. In $\Psi_0(t)$ werden alle Flussverkettungen aufaddiert und stellt damit den Anteil dar, der in allen drei Strängen im Gleichtakt auftritt.

Transformation von Oberschwingungen

Nicht nur die Grundschiwingung, sondern auch alle Oberschwingungen werden transformiert. Vom statorfesten Koordinatensystem kommend, wird bei der Transformation in das rotorfeste Koordinatensystem eine Ordnung abgezogen beziehungsweise addiert. Das ist davon abhängig, ob eine Schwingung in oder entgegen der Phase des Rotors auftritt. Die Grundwelle dreht mit, folglich wird eine Ordnung abgezogen und sie geht in eine Gleichgröße über.

Für die h . Oberschwingungen gilt:

- $h = 3k$: durch drei teilbare Harmonische wirken als Gleichtaktanteil,
- $h = 3k + 1$: Harmonische im statorfesten Koordinatensystem, die eins größer einer durch drei teilbaren sind, werden um eine Ordnung im rotorfesten Koordinatensystem reduziert,
- $h = 3k - 1$: Harmonische im statorfesten Koordinatensystem, die eins kleiner einer durch drei teilbaren sind, werden um eine Ordnung im rotorfesten Koordinatensystem erhöht.

Die oben beschriebenen Harmonischen im statorfesten Koordinatensystem durch den Rotor $h = 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, \dots$ werden im rotorfesten Koordinatensystem

zu $h = 0, 6, 12, 18, 24, \dots$. Dabei kennzeichnet „gt“ eine Gleichtaktkomponente. Eine ausführliche Erläuterung dieser Zusammenhänge ist im Anhang A.1 angefügt.

3.1.2 Fourier-Darstellung

Der vorherige Abschnitt erklärt, welche Ordnungen der Oberschwingungen in den rotorbezogenen Flussverkettungen auftreten können. Da diese Ordnungen am Rotor haften, ist es vorteilhaft, die Flussverkettungen in Abhängigkeit des Rotorlagewinkels γ_r zu modellieren. Um nicht jeden Winkelschritt speichern zu müssen und zwischen ihnen zu interpolieren, bietet es sich an, die Flussverkettungen im Frequenzbereich zu berechnen. Das Winkelinkrement kann so beliebig genau rekonstruiert werden, ohne viele Daten zu speichern. Gespeichert werden nur die Koeffizienten der auftretenden Ordnungen. Bei elektrischen Maschinen wie oben beschrieben kommen in den dq-Flussverkettungen nur die Gleichgröße und Vielfache von sechs vor. Die Gleichtaktkomponente kann bei im Stern verschalteten Maschinen vernachlässigt werden.

Mit der Fourier-Analyse werden die Flussverkettungen vom Zeitbereich in den Frequenzbereich transformiert. Die Fourier-Synthese rekonstruiert den zeitlichen Verlauf für beliebige Winkel. Die Reihenentwicklung kann dabei in der Amplituden-Phasen-Form oder in der äquivalenten Sinus-Kosinus-Form dargestellt werden. Die Flussverkettungen werden mit dem nicht linearen Modell mit FEM aus Kapitel 2.2 stromabhängig berechnet.

$$\Psi_d = f(i_d, i_q, \gamma_r) \quad (3.6)$$

$$\Psi_q = f(i_d, i_q, \gamma_r) \quad (3.7)$$

Die Fourierkoeffizienten a und b sind somit auch stromabhängig. Im Gegensatz zur Amplituden-Phasen-Form sind die Koeffizienten der Sinus-Kosinus-Form stetig in der dq-Stromebene und somit für die Interpolation zu bevorzugen. Die Berechnungsvorschrift für die Fouriersynthese lautet:

$$\Psi_d(i_d, i_q, \gamma_r) = \frac{a_{d,0}}{2} + \sum_{h=1}^{h_{\max}} a_{d,h} \cos(h\gamma_r) + b_{d,h} \sin(h\gamma_r) \quad (3.8)$$

$$\Psi_q(i_d, i_q, \gamma_r) = \frac{a_{q,0}}{2} + \sum_{h=1}^{h_{\max}} a_{q,h} \cos(h\gamma_r) + b_{q,h} \sin(h\gamma_r) \quad (3.9)$$

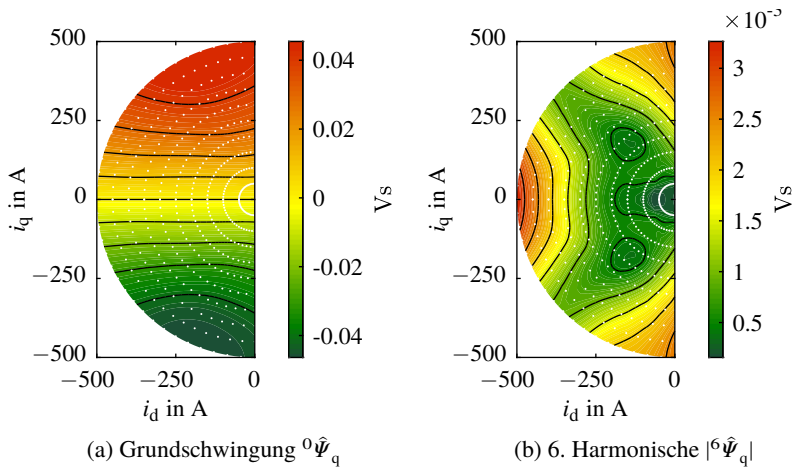


Abbildung 3.1: Interpolierte Flussverkettung in q Richtung für die Grundschwungung und den Betrag der 6. Harmonischen über die dq-Stromebene, die Stützstellen sind durch weiße Punkte gekennzeichnet

Die maximale Ordnung h_{\max} ergibt sich nach 2.37 durch die zeitliche Abtastung der Simulation mit FEM.

3.1.3 Flussverkettung

Das Modell für die Flussverkettungen speichert an den dq-Strom Stützstellen in Abbildung 3.1 die Fourierkoeffizienten. Die Stützstellen konzentrieren sich auf den für den Betrieb essenziellen Bereich der dq-Stromebene. Für den effizienten Betrieb der elektrischen Maschine wird die Halbebene mit positiven d-Strömen nicht benötigt. Für sowohl die d-Flussverkettung als auch die q-Flussverkettung werden jeweils zwei Tabellen für die Fourierkoeffizienten benötigt. Diese Tabellen haben die Dimension Anzahl der Stromstützstellen in d Richtung auf Anzahl der Stromstützstellen in q Richtung auf Anzahl der Oberschwingungen: $N_{i,d} \times N_{i,q} \times N_h$. Das Modell interpoliert jedoch nur zwischen den ersten zwei Dimensionen, die Ordnungen sind separat voneinander.

Abbildung 3.1 zeigt beispielhaft die Amplitude der q-Flussverkettung für die Grundschwingung und die 6. Harmonische im rotorfesten Bezugssystem mit $h = 6$. Die jeweiligen Amplituden für $h > 1$ lassen sich aus den Fourierkoeffizienten mit

$${}^h\hat{\Psi}_{dq} = \sqrt{a_{dq,h}^2 + b_{dq,h}^2} \quad (3.10)$$

berechnen.

Spannung

Die Flüsse werden unter anderem benötigt, um die Spannung u_d und u_q der elektrischen Maschine zu berechnen [48]:

$$\begin{pmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi_d(t) \\ \Psi_q(t) \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} -\Psi_q(t) \\ \Psi_d(t) \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

In dieser Gleichung ist R der Strangwiderstand und ω die elektrische Kreisfrequenz. Mit $\gamma_r = \omega t$ können die rekonstruierten Flussverkettungen aus Gleichung 3.8 und Gleichung 3.9 eingesetzt werden.

Die Spannung berechnet sich somit aus einem ohmschen Spannungsabfall, einer Änderung der Flussverkettung und den verkoppelten Flussverkettung mal der Winkelgeschwindigkeit. Bei der Änderung der Flussverkettung wird nicht zwischen verschiedenen Ursachen unterschieden. Sowohl der Wechsel des Betriebspunktes als auch allein die Oberschwingungen ändern die Flussverkettung und induzieren eine Spannung.

Eine Modellrechnung im Vergleich zu einer Berechnung mittels FEM ist in Abbildung 3.2 für eine elektrische Umdrehung dargestellt. Sie zeigt exemplarisch die Spannung in d Richtung bei einem Arbeitspunkt bei Eckdrehzahl. Der Strom entspricht dem Teillastbetrieb mit Überlagerung einer beliebigen sechsten Ordnung in den dq-Strömen von 20 A. Für diese Berechnung benötigt das vorgestellte Modell im Vergleich zu FEM nur einen Bruchteil der Zeit.

3.1.4 Kräfte

Die im nächsten Kapitel beschriebenen HCI-Methoden setzen eine Möglichkeit voraus, die Kräfte in der elektrischen Maschine berechnen zu können. Das Modell unterscheidet zwischen den räumlich verteilten Tangential- und Radialkräften, sowie den globalen Tangentialkräften. Die globalen Tangentialkräfte wirken als Drehmoment auf den Rotor.

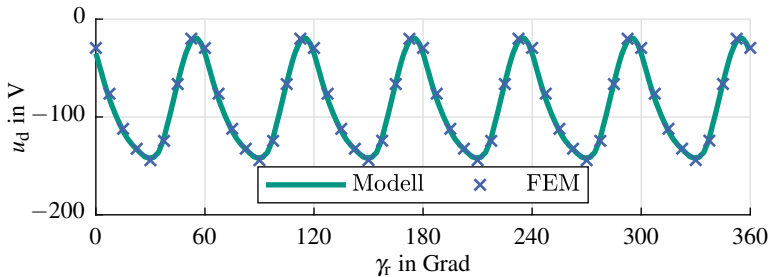


Abbildung 3.2: Zeitlicher Verlauf der Spannung berechnet mit dem Modell im Vergleich zur Berechnung mittels FEM, Arbeitspunkt bei Eckdrehzahl im Teillastbetrieb mit überlagerten Stromschwingungen der sechsten Ordnung mit 20 A in d und q Richtung

Drehmoment

Das Drehmoment T lässt sich auf verschiedene Arten berechnen. Zum einen können die Flussverkettungen verwendet werden [49]:

$$T(\gamma_r) = \frac{3}{2}P \left(\left(\Psi_d(\gamma_r) + \frac{d}{d\gamma_r} \Psi_q(\gamma_r) \right) i_q - \left(\Psi_q(\gamma_r) + \frac{d}{d\gamma_r} \Psi_d(\gamma_r) \right) i_d \right) \quad (3.12)$$

Für die Spannungsberechnung stehen sie schon strom- und winkelabhängig zur Verfügung. Abbildung 3.3 stellt das analytisch über die Flüsse berechnete Drehmoment in rot dar.

Allerdings hat diese Betrachtung den Nachteil, dass nicht alle Drehmomentanteile berücksichtigt werden. Aufgrund der Reluktanzkraft zwischen Magneten und Statorzähnen wirkt auf den Rotor ein Drehmoment, das sich nicht durch die Flussverkettungen ausdrücken lässt. Diese Kraft ist unter anderem für das Rastmoment im Leerlauf verantwortlich. Setzte man für die Ströme 0 A ein, kann man schnell nachvollziehen, dass Gleichung 3.12 kein Rastmoment erzeugt.

In der Simulation mit FEM wird das Drehmoment nach dem Prinzip der virtuellen Arbeit berechnet. Dabei wird der Rotor virtuell um ein kleines Winkelinkrement verdreht. Die Änderung in der Koenergie entspricht einer Kraft beziehungsweise einem Drehmoment. Auf diese Art und Weise kann man sehr genau und schnell das Drehmoment berechnen.[50]

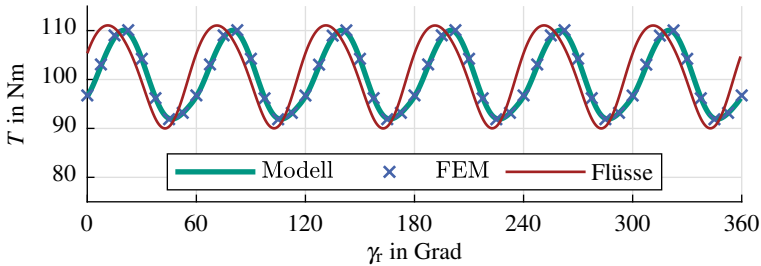


Abbildung 3.3: Zeitlicher Verlauf des Drehmoments für drei unterschiedliche Berechnungsmethoden: 1) semi-analytisch; 2) rein numerisch mit dem Prinzip der virtuellen Arbeit und 3) rein analytisch, Arbeitspunkt bei Eckdrehzahl im Teillastbetrieb mit überlagerten Stromschwingungen der sechsten Ordnung mit 20 A in d und q Richtung

Das Drehmoment berechnet nach dem Prinzip der virtuellen Arbeit ist in Abbildung 3.3 mit Kreuzen dargestellt. Es kann ähnlich wie die Flussverkettung in Abschnitt 3.1.2 Fourier-analysiert und durch zwei stromabhängige Koeffizienten für jede Ordnung ausgedrückt werden. Das semi-analytische Modell berechnet das Drehmoment mit der Fourier-Synthese und ist in Abbildung 3.3 der FEM gegenüber gestellt. Der Arbeitspunkt ist derselbe wie bei der Spannungsberechnung.

Man erkennt, dass die Mittelwerte aller vorgestellten Berechnungsmethode identisch sind. Da im nächsten Kapitel die Stromform so angepasst werden soll, dass der Drehmomentverlauf optimiert wird, ist es notwendig, das Drehmoment so genau wie möglich zu bestimmen. Daher wird im Weiteren das Modell durch die virtuelle Arbeit parametrisiert.

Zahnkräfte

Die Berechnung der Zahnkräfte in radialer und tangentialer Richtung ist in Kapitel 2.2.3 beschrieben. Bei der Modellierung der Zahnkräfte wird analog vorgegangen wie im vorherigen Abschnitt. Jeder Zahn einer kleinsten symmetrischen Einheit aus Abbildung 2.7 a) wird separat modelliert. Dabei wird ähnlich wie bei der Drehmomentberechnung oben mit einer Fourier-Synthese vorgegangen. Somit lässt sich der zeitliche Verlauf der Zahnkräfte $F_Z(t)$ berechnen. Die Variable Z nummeriert alle Zähne durch. Bei der betrachteten Maschine besteht

die kleinste symmetrische Einheit aus drei Zähnen. Ihr Kraftverlauf in radiale Richtung ist für den oben schon betrachteten Arbeitspunkt in Abbildung 3.4 dargestellt.

Je nach Anwendung ist genau das oder der zeitliche Verlauf der Anregung einer Raumordnung ν gefordert. Um aus den einzelnen Zähnen die Raumordnung zu berechnen, wird der zeitliche Verlauf der N_Z Zähne in den Ortsbereich transformiert:

$$(\mathcal{F}F)_Z = F_\nu(t) \quad (3.13)$$

Diese Gleichung beschreibt eine Fourier-Analyse \mathcal{F} über die räumliche Dimension. Sie kann zu jedem Zeitschritt durchgeführt werden.

Das Ordnungsdigramm aus zum Beispiel Abbildung 2.6 und somit einer Zerlegung in räumliche und zeitliche Ordnungen erhält man, wenn man diese Gleichung ein weiteres Mal transformiert:

$$(\mathcal{F}(\mathcal{F}F)_Z)(t) = F(\nu, h) \quad (3.14)$$

Dazu muss das Ergebnis aus der vorherigen Gleichung für eine elektrische Periode gefensterter werden. Anschließend kann die Transformation über die zeitliche Dimension erfolgen.

Auf diese Art und Weise können die Zahnkräfte im Zeitbereich und im Frequenzbereich modelliert werden. Auch hier ergeben sich wieder große Zeiteinsparungen im Vergleich zu Simulationen mittels FEM. Die Modelle funktionieren für alle Arbeitspunkte, auch wenn sie nicht konstant gehalten werden, sondern, wie in diesen Beispielen, mit harmonischen Stromschwingungen überlagert sind. Damit sind die Anforderungen an die Modelle und Voraussetzungen für die HCI-Berechnungen erfüllt.

3.2 Vibrationen

Die Zahnkräfte verursachen dann starke Vibrationen und Geräusche, wenn sie auf eine entsprechende Resonanz, wie in Kapitel 2.3 beschrieben, treffen. Dazu werden die Kräfte anhand ihrer Raumordnung und Frequenz mittels der Charakterisierung aus Kapitel 2.4 bewertet.

Elektrische Maschinen für den Traktionsbereich werden nicht nur bei einer Drehzahl, vielmehr im gesamten Drehzahlbereich betrieben. Daher ist auch eine Bewertung der Kräfte für den gesamten Drehzahlbereich sinnvoll. Am geschicktesten findet diese Bewertung daher bei einem Hochlauf statt. Die elektrische Maschine wird von Stillstand auf die Maximaldrehzahl beschleunigt und dabei die

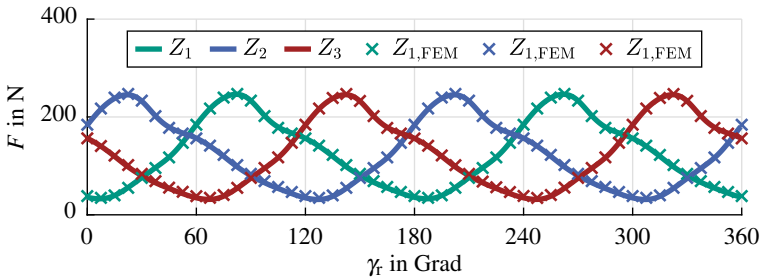


Abbildung 3.4: Zeitlicher Verlauf der radialen Zahnkräfte berechnet mit dem Modell im Vergleich zur Berechnung mittels FEM, Arbeitspunkt bei Eckdrehzahl im Teillastbetrieb mit überlagerten Stromschwingungen der sechsten Ordnung mit 20 A in d und q Richtung

Vibrationen und Geräusche aufgenommen. Je nach eingestelltem Drehmoment muss der Arbeitspunkt ab der Eckdrehzahl angepasst werden, um unterhalb der Spannungsgrenze zu bleiben.

Das Modell berücksichtigt die arbeitspunktabhängigen und somit stromabhängigen Zahnkräfte. Sie werden mit der oben beschriebenen Methode berechnet und mit Gleichung 3.14 in den Ordnungsraum transformiert. Die Amplituden der radialen Zahnkräfte in Abbildung 3.5 ändern sich während des Hochlaufs. Die entsprechende Frequenz f_h lässt sich abhängig der Zeitordnung h und der Drehzahl n in 1/min mit

$$f_h = p \cdot n \cdot \frac{\min}{60 \text{ s}} \cdot h \tag{3.15}$$

berechnen. Daraus lässt sich ableiten: je höher die Zeitordnung, desto steiler der Verlauf in Abbildung 3.5. Gleichzeitig erklärt es auch das leere Dreieck zwischen dem Strahl größter Steigung und der y-Achse. Ab h_{\max} können keine Verläufe der Zahnkräfte berechnet werden. Die Amplituden bei hohen Zeitordnungen sind jedoch schwindend klein, sodass kein großer Fehler gemacht wird.

Die Zahnkräfte können mit der Charakterisierung der mechanischen Antwort ${}_v H_{rt}$ aus Kapitel 2.4 in das entsprechende mechanische Antwortverhalten $L(f, n)$ überführt werden. Das mechanische Antwortverhalten kann entweder die Auslenkung in m, die Schnelle m/s oder die Beschleunigung in m/s^2 sein.

$$L(f, n) = \sum_v {}_v H_r(f) \cdot F_r(v, h) + \sum_v {}_v H_t(f) \cdot F_t(v, h) \tag{3.16}$$

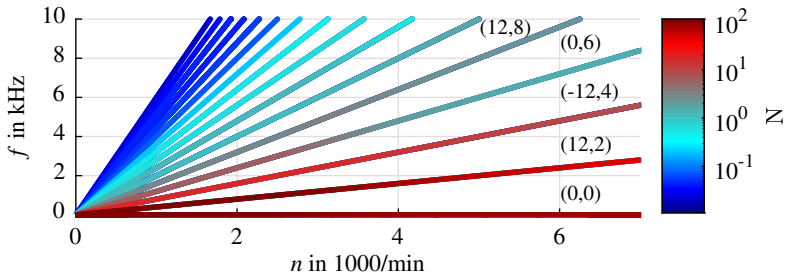


Abbildung 3.5: Campbell-Diagramm für die berechneten radialen Zahnkräfte während eines Hochlaufs entlang der maximalen Drehmomentkennlinie, für die ersten fünf Kräfte sind die Raum- und Zeitordnungen der Form (v, h) angegeben

In dieser Gleichung wird zwischen der Zahnkraft in radiale und tangentialer Richtung unterschieden und entsprechend bewertet. Zudem hat jede Raumordnung v ein anderes frequenzabhängiges Antwortverhalten. Das gewünschte Antwortverhalten kann durch die jeweilige Übertragungsfunktion in $[L]/N$ für die Auslenkung ${}_v H_{s,rt}(f)$, die Schnelle ${}_v H_{v,rt}(f)$, die Beschleunigung ${}_v H_{a,rt}(f)$ oder die äquivalent abgestrahlte Schalleistung ${}_v H_{ERP,rt}(f)$ aus Kapitel 2.4 berechnet werden. Das Ergebnis ist die lineare Superposition der Antwortverhalten aller Raumordnungen bei radialer und tangentialer Anregung.

Das Ergebnis ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Hier ist die Bewertung der radialen und tangentialen Zahnkräfte durch ${}_v H_{ERP,rt}(f)$ erfolgt. Bei dem ERP handelt es sich um eine Leistung, daher wird bei der Überführung in die logarithmische Skala auf 1 pW referenziert. Die anschließende A-Bewertung trägt der menschlichen Empfindung für Lautstärke Sorge. Sie dämpft Amplituden bei Frequenzen unter 1 kHz und verstärkt Amplituden bei Frequenzen zwischen 1 kHz und 6 kHz. [51]

Die modellhafte Beschreibung der elektrischen Maschine und des Antwortverhaltens des mechanischen Systems in diesem Kapitel ermöglicht die schnelle Berechnung und Identifizierung der entstehenden Drehmomentwelligkeiten und Geräusche. Das Modell berücksichtigt alle Effekte, die auch in der Berechnung mittels FEM abgebildet werden. Somit ist seine Genauigkeit ausschließlich von der verwendeten Parametrisierung abhängig. Im Vergleich zur FEM benötigt es,

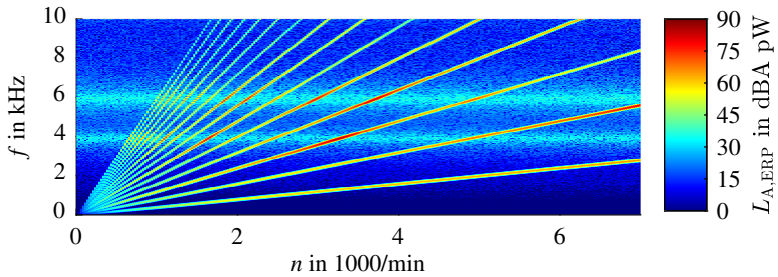


Abbildung 3.6: ERP mit A-Bewertung während eines Hochlaufs entlang der maximalen Drehmomentkennlinie

einmal parametrisiert, einen Bruchteil der Berechnungszeit. Darauf baut der in Kapitel 4.3 beschriebene iterative Algorithmus auf, um die Drehmomentwelligkeit und die Geräusche zu minimieren.

Kapitel 4

Einprägung harmonischer Ströme

Dieses Kapitel erläutert die gezielte Formung der Ströme, um die Drehmomentwelligkeit und die geräuschanregenden Kräfte zu eliminieren. Der erste Abschnitt definiert zunächst, wie die Stromform generell aussieht. Bei HCI verläuft der momentane Strom in der dq-Ebene auf einer Ellipse um den stationären Betriebspunkt herum.

Zur Beschreibung der Ellipse sind vier Parameter notwendig. Davon reichen zwei aus, um ein primäres Ziel zu erfüllen. Eine Harmonische im Drehmoment zu minimieren, kann zum Beispiel ein primäres Ziel sein. Mit den zwei weiteren kann ein sekundäres Ziel, wie eine Radialkraft, optimiert werden [E1]. Alle möglichen Ziele werden im Abschnitt 4.2 genannt. Die entwickelte Methode wird in Abschnitt 4.4 auf das Drehmoment und in Abschnitt 4.5 auf die Kräfte angewandt. Daraus motiviert, schließt der letzte Abschnitt mit einer Entkopplung des Drehmoments und der Radialkräfte.

4.1 Definition der Stromtrajektorie

Eine direkte Formulierung für Harmonische in den dq-Strömen sieht wie folgt aus:

$$i_d(t) = {}^0i_d + \sum_h^{N_h} h i_d \cos(h\omega t + {}^h\varphi_d) \quad (4.1)$$

$$i_q(t) = {}^0i_q + \sum_h^{N_h} h i_q \cos(h\omega t + {}^h\varphi_q) \quad (4.2)$$

Darin definieren jeweils 0i_d und 0i_q den Mittelwert der dq-Ströme und somit den stationären Betriebspunkt der elektrischen Maschine. Durch die Addition der Summe können bis zu N_h harmonische Schwingungen hinzugefügt werden. Da ω die elektrische Drehzahl angibt, ist auch die Zählweise von h im elektrischen Sinne.

Jede zusätzliche Schwingung ist charakterisiert durch einen Beitrag in d- und in q-Richtung, mit Amplitude und Phase. Je nachdem in welchem Verhältnis die Amplituden und die Phasen zueinander stehen, resultiert daraus eine Ellipse oder eine gerade Linie in eine bestimmte Richtung und mit einer gewissen Fläche.

Daraus ergeben sich in Gleichung 4.1 und 4.2 für die harmonischen Ströme jeweils vier Freiheitsgrade. Man kann aus ihnen jedoch weder die Richtung, in die die Ellipse gedreht ist, noch das Verhältnis aus Hauptachse und Nebenachse, ablesen. Komfortabler ist es daher, die harmonischen Ströme durch eine Ellipsengleichung mit Rotationsmatrix $[R]$ darzustellen:

$$\begin{pmatrix} x(t) \\ y(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_0 \\ y_0 \end{pmatrix} + [R] \cdot \begin{pmatrix} a \cos t \\ b \sin t \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

$$[R] = \begin{pmatrix} \cos \gamma_{\text{HCI}} & -\sin \gamma_{\text{HCI}} \\ \sin \gamma_{\text{HCI}} & \cos \gamma_{\text{HCI}} \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

In der Ellipsengleichung ist der Mittelpunkt durch x_0 und y_0 gegeben. Der Parameter t hat für eine geschlossene Ellipse einen Wertebereich von 0 und 2π .

Die Variable γ_{HCI} drückt die Verdrehung der Ellipse, und damit die Richtung, in die die Ellipse zeigt, aus. Bei einem $\gamma_{\text{HCI}} = 0$ liegt die Hauptachse auf der x-Achse. Durch den Wert $\gamma_{\text{HCI}} = \pi/2$ liegt die Hauptachse auf der y-Achse. Im Folgenden wird als „Richtung“ die Verdrehung der Ellipse bezeichnet und ist durch $0 \leq \gamma_{\text{HCI}} < \pi$ definiert.

Abbildung 4.1 a) zeigt eine Variation der Richtung γ_{HCI} in Radiant für eine Harmonische h . Der Strom schwingt einfachheitshalber um den Koordinatenursprung. In dieser Darstellung ist die Nebenachse b auf null gesetzt.

Die Amplituden der Haupt- und Nebenachse werden in Gleichung 4.3 durch a und b ausgedrückt. Das Verhältnis $\alpha_{\text{HCl}} = b/a$ lässt sich mit folgender Definition direkt ablesen:

$$a = \hat{i} \cdot g(\alpha_{\text{HCl}}) \quad (4.5)$$

$$b = \hat{i} \cdot g(\alpha_{\text{HCl}}) \cdot \alpha_{\text{HCl}} \quad (4.6)$$

In den beiden Gleichungen ist g eine Funktion in Abhängigkeit des Verhältnisses α_{HCl} , das dafür Sorge trägt, dass der Betrag $a^2 + b^2$ gleich dem harmonischen Strombetrag \hat{i} ist:

$$\hat{i}^2 = a^2 + b^2 \quad (4.7)$$

$$\hat{i}^2 = \hat{i}^2 \cdot g^2(\alpha_{\text{HCl}}) + \hat{i}^2 \cdot g^2(\alpha_{\text{HCl}}) \cdot \alpha_{\text{HCl}}^2 \quad (4.8)$$

Nach Auflösen ergibt sich für die Funktion $g(\alpha_{\text{HCl}})$:

$$g(\alpha_{\text{HCl}}) = \pm \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha_{\text{HCl}}^2}} \quad (4.9)$$

Durch diese Normierung ergeben alle Verhältnisse α_{HCl} aus Haupt- und Nebenachse die gleichen ohmschen Verluste. Im Folgenden wird dieses Verhältnis „die Bauchigkeit“ der Ellipse genannt, da die Ellipse bei einem α_{HCl} von null zu einer Geraden und für ein $\alpha_{\text{HCl}} = \pm 1$ ein Kreis wird, der in positive beziehungsweise negative Richtung dreht. Somit ist die Bauchigkeit durch $-1 \leq \alpha_{\text{HCl}} \leq 1$ definiert. Da die Harmonische h der Ellipse im rotorfesten Koordinatensystem definiert ist, entspricht sie im statorfesten Koordinatensystem immer zwei Harmonische mit $-h + 1$ und $h + 1$. Der Parameter α_{HCl} bestimmt in welchem Verhältnis die beiden Harmonischen im statorfesten Koordinatensystem verwendet werden. Abbildung 4.1 b) zeigt eine Variation der Bauchigkeit α_{HCl} .

Setzt man diese Erkenntnisse in Gleichung 4.1 und Gleichung 4.2 ein, erhält man die Definition der harmonischen Ströme durch die Ellipsengleichung:

$$\begin{pmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ i_d \\ 0 \\ i_q \end{pmatrix} + \sum_h^{N_h} \frac{h \hat{i}}{\sqrt{1 + h^2 \alpha_{\text{HCl}}^2}} \cdot [R] \cdot \begin{pmatrix} \cos(h\omega t + \varphi_g) \\ h \alpha_{\text{HCl}} \sin(h\omega t + \varphi_g) \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

Diese Gleichung erlaubt vier Freiheitsgrade mit folgenden Eigenschaften:

- Die Stromamplitude $h \hat{i}$ wird entsprechend dem primären Ziel gewählt.

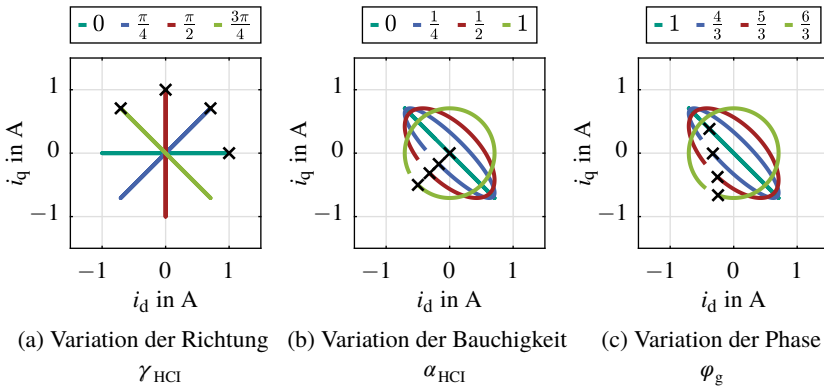


Abbildung 4.1: Beispiele für die Stromtrajektorien, hier um den Koordinatenursprung für eine Harmonische h : a) Variation der Richtung bei gleichbleibender Bauchigkeit von null, b) Variation der Bauchigkeit bei gleichbleibender Richtung von $\gamma_{\text{HCl}} = 3\pi/2$, c) Variation der Phase und damit Änderung des Startpunktes (schwarzes Kreuz) der Ellipse

- Die Phase φ_g , beziehungsweise der Startpunkt der Ellipse, wird entsprechend dem primären Ziel gewählt. Abbildung 4.1 c) zeigt eine Variation der Phase.
- Die Richtung der Ellipse $^h\gamma_{\text{HCl}} \in [0; \pi)$ kann entsprechend dem sekundären Ziel in der Rotationsmatrix vorgegeben werden.
- Die Bauchigkeit der Ellipse $^h\alpha_{\text{HCl}} \in [-1; 1]$ kann entsprechend dem sekundären Ziel zwischen Strich und Kreis vorgegeben werden.

Hier wird davon ausgegangen, dass es möglich ist, für jede Richtung und Bauchigkeit das primäre Ziel zu erfüllen. Nur dann können die Richtung und die Bauchigkeit so gewählt werden, dass sie hinsichtlich eines sekundären Ziels optimal werden.

4.2 Ziele der Stromtrajektorie

In dieser Arbeit wird untersucht, ob Stromtrajektorien gefunden werden können, die für alle Richtungen und Bauchigkeiten folgende primäre Anforderungen erfüllen können:

- Eliminierung einer Harmonischen des Drehmoments,
- Eliminierung einer radialen Kraftordnung,
- Eliminierung einer tangentialen Kraftordnung.

Ist das der Fall, spannt die Schar aus Ergebnissen die Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene auf. In dieser wird untersucht, ob eine sekundäre Anforderung optimiert werden kann. Folgende sekundäre Anforderungen können optimiert werden:

- Minimierung einer der anderen primären Anforderungen,
- Minimierung des notwendigen harmonischen Stroms $h\hat{i}$,
- Minimierung der notwendigen Spannung.

Alle Kombinationen aus primären und sekundären Anforderungen sind möglich. Dabei sind alle mit dem in Kapitel 3 beschriebenen Modell berechenbar.

4.3 Der HCI-Algorithmus

Das Ziel des HCI-Algorithmus ist es, für eine vorgegebene Richtung γ_{HCI} und Bauchigkeit α_{HCI} eine Lösung für die Amplitude des harmonischen Stroms $h\hat{i}$ und dessen Phasenlage $h\varphi_g$ zu finden, die die primäre Anforderung erfüllt. Später in Abschnitt 4.4.2 wird untersucht, welche Vorgaben besonders vorteilhaft sind. Da laut Kapitel 3 das Drehmoment und die Kräfte durch Sättigungseffekte nicht linear sind, kommt das Sekantenverfahren zum Einsatz. Es ist leicht zu implementieren, kommt mit nichtlinearen Funktionen zurecht und ohne Ableitung aus. Gesucht sind eine Amplitude und eine Phase, daher wird das Sekantenverfahren für komplexe Zahlen verwendet:

$$h\hat{i}_{k+1} = h\hat{i}_k - h_{S_k} \cdot \frac{\Delta h\hat{i}_k}{\Delta h_{S_k}} \quad (4.11)$$

Hier steht das h für die entsprechende zeitliche Harmonische. Mit

$$h_{\underline{i}_k} = h_{\hat{\underline{i}}_k} e^{j^h \varphi_{g,k}} \quad (4.12)$$

ist der gesuchte und komplexe harmonische Strom $h_{\underline{i}}$ definiert. Er eliminiert die komplexe Anforderung $h_{\underline{s}}$. Wie oben beschrieben, kann die komplexe Anforderung eine Harmonische des Drehmoments oder der Radial- bzw. Tangentialkraft sein. Die Iterationsvariable ist k . Der Differenzenquotient berechnet sich aus:

$$\Delta h_{\underline{i}_k} = h_{\underline{i}_k} - h_{\underline{i}_{k-1}} \quad (4.13)$$

$$\Delta h_{\underline{s}_k} = h_{\underline{s}_k} - h_{\underline{s}_{k-1}} \quad (4.14)$$

Dabei wird $h_{\underline{s}_k}$ für jeden Iterationsschritt mit dem in Kapitel 3 beschriebenen Modell berechnet. Der initiale Wert für den komplexen harmonischen Strom muss geschätzt werden. Als initialer Schätzwert hat sich die um 180° phasenverschobene Anforderung bewährt:

$$h_{\underline{i}_0} = -h_{\underline{s}_0} \quad (4.15)$$

Es sind mehrere Abbruchbedingungen implementiert. Das Abbruchkriterium mit der höchsten Güte ist erreicht, wenn der Betrag der komplexen Anforderung unter eine definierte Schwelle ϵ fällt:

$$\left| h_{\underline{s}_k} \right| < \epsilon \quad (4.16)$$

Eine weitere Abbruchbedingung ist erfüllt, falls eine definierte Änderungsrate ϵ_{Δ} unterschritten wird:

$$\left| \Delta h_{\underline{s}_k} \right| < \epsilon_{\Delta} \quad (4.17)$$

Falls alle vorher beschriebenen Abbruchkriterien nicht eintreffen, wird die Anzahl der maximalen Iterationen beschränkt:

$$k < k_{\max} \quad (4.18)$$

Dieser Mechanismus verhindert eine Endlosschleife. Im Folgenden werden nur Ergebnisse ausgewertet, die der ersten Abbruchbedingung mit einer Schwelle von $\epsilon = 0.01$ in Newtonmeter oder Newton genügen.

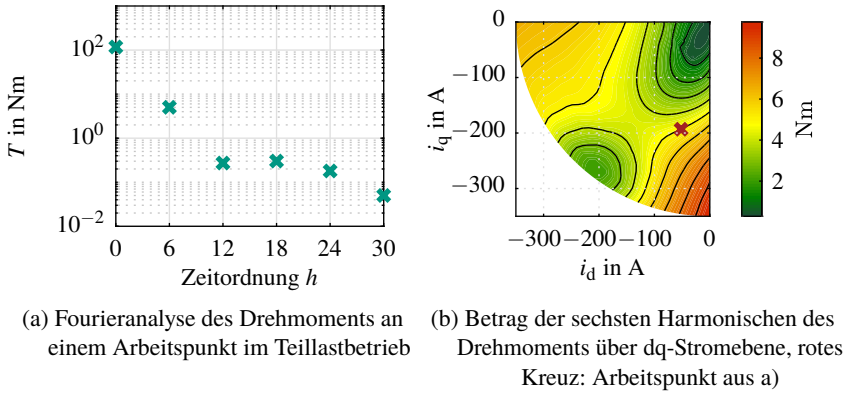
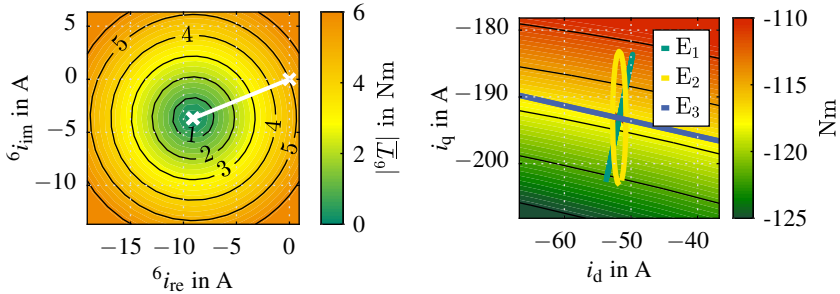


Abbildung 4.2: Analyse des harmonischen Drehmoments, die sechste Ordnung 6T ist dominant

4.4 HCI zur Reduzierung der Drehmomentwelligkeit

Zunächst stellt sich die Frage, welche Oberschwingungen des Drehmoments bei der untersuchten Maschine auftreten. Den Einblick dazu liefert das Ergebnis der Berechnungen mit FEM aus Kapitel 2.2 in Abbildung 4.2. Auf der linken Seite der Abbildung ist die spektrale Zusammensetzung des Drehmoments dargestellt. Den größten Anteil hat das Grundwellendrehmoment mit der Ordnungszahl $h = 0$. Als dominante Harmonische des Drehmoments stellt sich $h = 6$ heraus. Damit ist das primäre Ziel, 6T zu eliminieren. Der Betrag der sechsten Oberschwingung ist in Abbildung 4.2 b) über die gesamte dq-Stromebene dargestellt. Der betrachtete Arbeitspunkt wird durch das rote Kreuz markiert und stellt einen Punkt auf der Maximum Torque Per Ampere (MTPA)-Kennlinie im Teillastbetrieb dar.

Im nächsten Schritt soll eine Harmonische des Stroms gefunden werden, die die sechste Oberschwingung des Drehmoments eliminiert. Dazu muss die richtige Zeitordnung für den Strom bestimmt werden. Wie in Kapitel 2.1.4 beschrieben, können für den Strom im statorfesten Koordinatensystem zeitliche Harmonische mit $h = (1 + 6k)$ für $k = \pm 1, \pm 2, \dots$ vorkommen. Laut Kapitel 2.1.5 wirken diese wie eine Kraft mit der zeitlichen Ordnung $h = 6k$. Für den hier betrachteten Fall können zur Eliminierung der sechsten Oberschwingung des Drehmoments har-



(a) Einfluss des harmonischen Stroms $\overset{\circ}{i}$ auf das resultierende Drehmoment $\overset{\circ}{T}$, Iterationsschritte des Algorithmus in weiß
 (b) Ellipsen unterschiedlicher Richtung und Bauchigkeit in der dq-Stromebene mit Grundwellendrehmoment

Abbildung 4.3: Funktionsweise des HCI-Algorithmus: a) in der harmonischen Stromebene b) Beispiel für unterschiedliche Ellipsen, die alle die Oberschwingung $|\overset{\circ}{T}|$ eliminieren

monische des Stroms mit $h = -5$ und $h = 7$ verwendet werden. Die Modellierung und auch die spätere Stromregelung am Prüfstand arbeiten im rotorfesten Koordinatensystem. Mit Kapitel 3.1.1 lassen sich die Harmonischen im rotorfesten Koordinatensystem zu $h = 6$ berechnen.

Auf dieselbe Erkenntnis kommt man auch bei Verwendung der Gleichung 3.12. Mit der Drehmoment-Gleichung wird direkt ersichtlich, dass eine Harmonische im dq-Strom eine Harmonische des Drehmoments mit der gleichen Ordnung verursacht. Ist die erzeugte Harmonische des Drehmoments betragsmäßig gleich und bezüglich der Phase entgegengesetzt der Oberschwingung des Drehmoments, löschen sie sich aus. Tabelle 4.1 zeigt eine Übersicht der entstehenden Harmonischen.

4.4.1 Einzelne Vorgaben für Richtung und Bauchigkeit

Der Algorithmus aus Abschnitt 4.3 berechnet die Amplitude und die Phase des Stroms so, dass die erzeugte Harmonische des Drehmoments der identifizierten

Harmonischen entgegenwirkt. Dem Algorithmus können dabei die Richtung und die Ellipse beliebig vorgegeben werden.

Abbildung 4.3 a) zeigt die Funktionsweise des vorgestellten Algorithmus für die Ellipse E_1 . Für E_1 wurde die Richtung des höchsten Drehmomentgradienten gewählt. Die Abbildung zeigt, welchen Einfluss der Real- und Imaginärteil des Harmonischen Stroms 6i auf das resultierende Drehmoment $|\underline{T}|$ haben. Im Koordinatenursprung zeigt sie die Oberschwingung des Drehmoments ohne die Verwendung von HCI. In dieser Darstellung ist die gewählte Richtung und Bauchigkeit berücksichtigt, aber nicht ersichtlich. Jedoch zeigt sie, dass der Lösungsraum stetig ist und nur eine Nullstelle existiert. Damit sind die Voraussetzung zur Verwendung des Sekantenverfahrens gegeben [52]. Der Algorithmus benötigt mit der initialen Schätzung genau eine Iteration, um das erste Abbruchkriterium zu erfüllen.

Ein Beispiel für unterschiedliche Ellipsen zeigt Abbildung 4.3 b). E_2 zeigt in Richtung des q-Stroms mit einer Bauchigkeit von $\alpha_{\text{HCI}} = 0.1$. Die Trajektorie von E_3 passt nicht in den betrachteten Ausschnitt. Die Richtung zeigt zu 99 % orthogonal zum größten Drehmomentgradienten. Hierfür bedarf der HCI-Algorithmus fünf Iterationen. Der für diese Lösung notwendige Strom übersteigt den maximalen zulässigen Strom der betrachteten Maschine. Zusätzlich zu den oben genannten Abbruchkriterien werden im Folgenden nur Lösungen angegeben, die den maximalen Strom der untersuchten Maschine nicht überschreiten.

Keine Lösung findet der oben genannte Algorithmus für eine Richtung exakt orthogonal zum größten Drehmomentgradienten. Diese Eigenschaft wird in einem späteren Kapitel zur Entkopplung von Drehmoment und Radialkraft verwendet.

Modellhaft erklärt, wird durch den harmonischen Strom die Amplitude der Grundwelle des Drehmoments moduliert. Daher wird sie in Tabelle 4.1 als Ausgangsgröße bezeichnet. Es handelt sich praktisch um eine Amplitudenmodulation. Je nachdem, in welche Richtung die Ellipse zeigt, kann mit einer bestimmten Stromamplitude eine mehr oder weniger große Drehmomentamplitude erzeugt werden. Orthogonal zum Drehmomentgradienten wird keine Drehmomentamplitude erzeugt. Je nach Startpunkt der Ellipse wird die Phase des erzeugten harmonischen Drehmoments beeinflusst.

Auf die notwendige Stromamplitude hat die Richtung somit direkt einen Einfluss. Auf die Bedeutung der Bauchigkeit wird im Folgenden eingegangen.

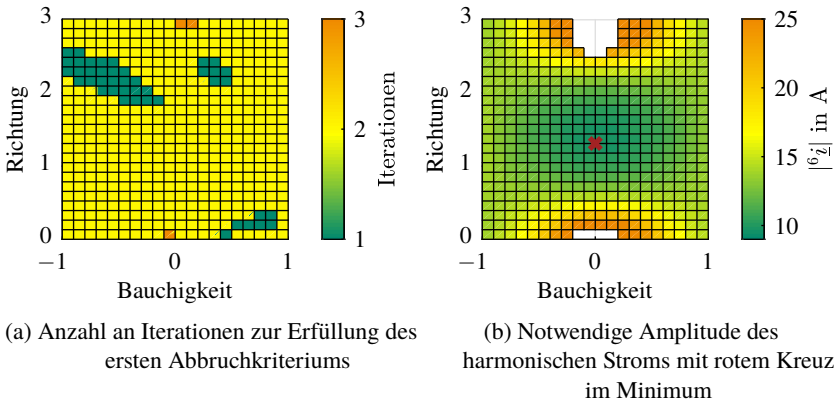


Abbildung 4.4: Richtung- und Bauchigkeits-Ebene für die Eliminierung von 6T am oben eingeführten Arbeitspunkt: notwendige Iterationen und Stromamplitude

4.4.2 Die Richtung- und Bauchigkeits-Ebene

Bisher konnte gezeigt werden, dass HCI für manche Kombinationen aus Richtung und Bauchigkeit die Reduktion der Drehmomentwelligkeit möglich ist. Im Weiteren werden alle Lösungen untersucht, die zu einer Reduktion der Drehmomentwelligkeit führen. Diese Schar an Lösungen ergibt sich durch das Aufspannen der Richtung- und Bauchigkeits-Ebene. Dazu wird sowohl die Richtung γ_{HCI} als auch die Bauchigkeit α_{HCI} für jede Kombination abgerastert.

Tabelle 4.1: Zusammenhang zwischen Harmonischen des Stroms und Harmonischen des Drehmoments für $k = \pm 1, \pm 2, ..$

Ausgangsgröße	h Strom (abc)	h Strom (dq)	modulierte Größe
0T	$(1 + 6k)$	$6k$	$6^k \underline{T}$
0T	$-5, 7$	6	$6 \underline{T}$
0T	$-11, 13$	12	$12 \underline{T}$

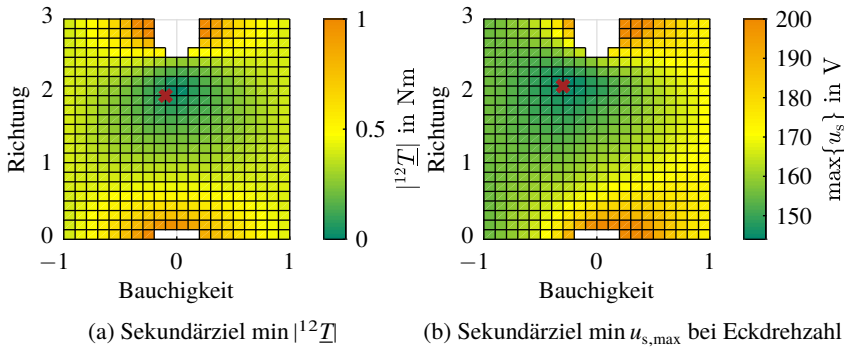


Abbildung 4.5: Richtung- und Bauchigkeits-Ebene für die Eliminierung von $|^{6}T|$ am oben eingeführten Arbeitspunkt: 12. Harmonische des Drehmoments und Maximalwert der Statorspannung, Minimum markiert jeweils in Rot

Die zwei Darstellungen in Abbildung 4.4 zeigen das Ergebnis dieser Untersuchung an dem oben eingeführten Betriebspunkt. Abbildung 4.4 a) stellt die Anzahl an Iterationen dar, die notwendig sind, um das erste Abbruchkriterium zu erfüllen. Für die untersuchten Stützstellen werden nicht mehr als drei Iterationen benötigt. Der Strombedarf überschreitet nicht den maximal zulässigen Strom. Damit ist das primäre Ziel für alle Stützstellen erfüllt und es kann ein weiteres sekundäres Ziel aus Kapitel 4.2 minimiert werden.

Sekundärziel: Minimierung der Amplitude des harmonischen Stroms

Abbildung 4.4 b) zeigt den harmonischen Strombedarf in der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene. Im weißen Bereich überschreitet der Strombedarf den der benachbarten Stützstellen bei weitem. Er ist aus Gründen der besseren Skalierung maskiert. Große Amplituden im Strom werden durch den oben beschriebenen Effekt verursacht. Hier verläuft die Richtung der Ellipse orthogonal zum Drehmomentgradienten der Grundwelle. Durch die Wahl einer Nebenachse, also einer Bauchigkeit, kann dieser Effekt entschärft werden. Wenn die Hauptachse orthogonal zum Drehmomentgradienten verläuft, verläuft die Nebenachse in Richtung des Drehmomentgradienten. Für die notwendige Stromamplitude ist der Drehsinn der Ellipse nicht relevant, daher ist Abbildung 4.4 b) zu $\alpha_{\text{HCI}} = 0$ spiegelsymmetrisch.

Sekundärziel: Minimierung der zwölften Ordnung des Drehmoments

Es kann gezeigt werden, dass Harmonische in den dq-Strömen nicht nur die gewünschte Harmonische des Drehmoments, sondern auch solche mit der doppelten Ordnungen verursachen [E2]. Abbildung 4.2 a) zeigt, dass für die untersuchte Maschine am betrachteten Betriebspunkt eine Harmonische der zwölften Ordnung existiert. Wird nun die Richtung und die Bauchigkeit geschickt gewählt, kann als Sekundärziel $|^{12}\underline{T}|$ mit $h = 6$ minimiert werden. Abbildung 4.5 a) stellt den Einfluss der Richtung und Bauchigkeit auf $|^{12}\underline{T}|$ dar. Das rote Kreuz markiert die Ellipse, die als Sekundärziel $|^{12}\underline{T}|$ eliminiert.

Sekundärziel: Minimierung der maximalen Statorspannung

Wendet man HCI in der Nähe der Spannungsgrenze an, darf die Statorspannung

$$u_s(t) = \sqrt{u_d^2(t) + u_q^2(t)} \tag{4.19}$$

zu keinem Zeitpunkt die maximal erlaubte Statorspannung überschreiten. Die Spannungen in d- beziehungsweise q-Richtung aus Gleichung 4.19 werden mit dem in Kapitel 3 beschriebenen Modell abhängig von der Rotorlage $\gamma_r = \omega t$ berechnet. Der Maximalwert innerhalb einer elektrischen Periode

$$u_{s,max} = \max\{u_s(\omega t)\} \text{ für } \omega t \in [0, 2\pi] \tag{4.20}$$

ist in Abhängigkeit der Richtung und Bauchigkeit in Abbildung 4.5 b) für die Eckdrehzahl dargestellt. Der Drehsinn der Ellipse, ausgedrückt durch das Vorzeichen der Bauchigkeit, hat einen Einfluss auf die Spannung [E2]. Das rote Kreuz markiert die Minimierung des Sekundärziels.

Der zeitliche Verlauf der Statorspannung ist in Abbildung 4.6 a) für eine sechste elektrische Periode dargestellt. In der Darstellung wird die Spannung u_s für die Ellipse mit dem Sekundärziel geringsten harmonischen Strom (min i) und der Ellipse mit dem Sekundärziel geringste Spannung (min u_s) verglichen. Da es sich um den gleichen Betriebspunkt handelt, ist der Mittelwert der beiden Spannungen derselbe. Jedoch bedingt die Wahl der Bauchigkeit bei der zweiten Ellipse (min u_s) einen zusätzlichen harmonischen d-Strom. Dieser schwächt phasenrichtig den Fluss auf die Art, dass die Spannungsüberhöhung kompensiert wird. Damit dennoch das primäre Ziel erfüllt wird, muss der harmonische q-Strom erhöht werden. Der Zeitverlauf der entsprechenden Ströme ist in Abbildung 4.6 b) und c) dargestellt.

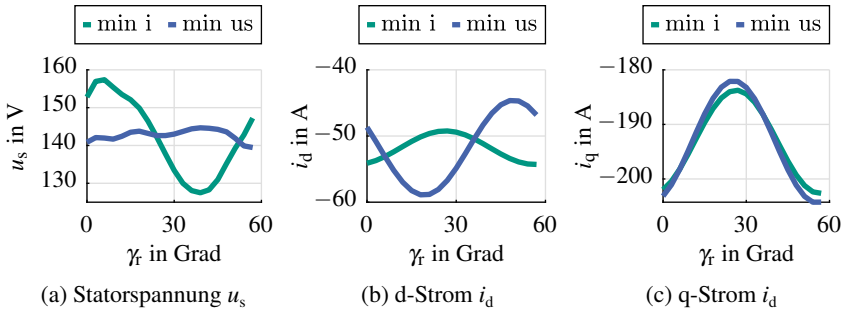


Abbildung 4.6: Zeitlicher Verlauf der Statorspannung und des Statorstroms für zwei unterschiedliche Sekundärziele: minimaler harmonischer Strom (min i) und minimale Statorspannung (min us)

Sekundärziel: Minimierung der Kraftanregungen

Wie in Kapitel 3.2 beschrieben, führen Harmonische in den Strömen zu zusätzlichen Kraftanregungen. Die dort abgeleitete Regel für die entstehenden Zeitordnungen lautet $h = 6k$ für die Raumordnung $\nu = 0$. Das heißt, beim Einprägen einer sechsten Harmonischen in den dq-Strömen, entstehen auch Kraftanregungen der Form ${}^6_0\hat{\sigma}$. Laut Kapitel 2.1.5 rufen diese Kraftanregungen Vibrationen hervor. Daher wird in der Nähe der Resonanz der atmenden Mode die Optimierung eines weiteren Sekundärziels bedeutsam.

Ähnlich der destruktiven Überlagerung von Harmonischen des Drehmoments mittels HCI ist auch der Wirkmechanismus für Kraftanregungen. Auf diese Art kann HCI die Kraftanregung ${}^6_0\hat{\sigma}$ und somit die Vibrationen eliminieren. Abbildung 4.7 a) zeigt die Existenz einer Lösung, die die sechste Harmonische des Drehmoments und ${}^6_0\hat{\sigma}$ für Radialkräfte eliminiert.

Für die nächste Raumordnung größer null gilt $h = 2 \pm 6k$. Daher beeinflussen die verwendeten Harmonischen des Stroms auch die Kraftanregung der Form ${}^8_{12}\hat{\sigma}$. In Abbildung 4.7 b) gibt es eine Kombination aus Bauchigkeit und Richtung, die sowohl das Primärziel als auch ${}^8_{12}\hat{\sigma}$ eliminiert. Kapitel 4.5 greift diese Gedanken auf und optimiert gezielt Radialkräfte als primäres Ziel.

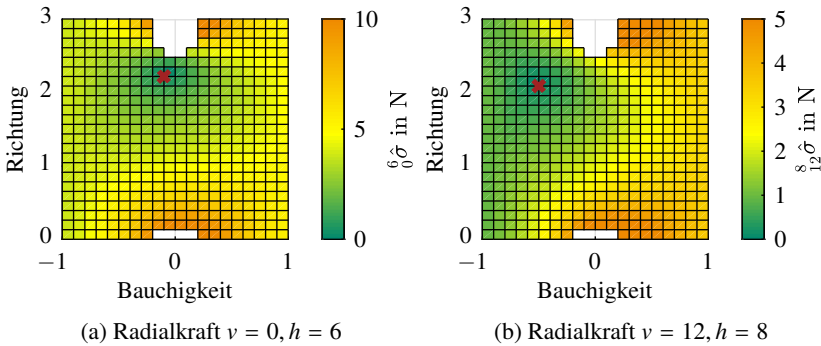


Abbildung 4.7: Richtung- und Bauchigkeits-Ebene für die Eliminierung von $|\underline{6}T|$ am oben eingeführten Arbeitspunkt: Eliminierung der Radialkräfte, Minimum markiert jeweils in Rot

4.4.3 HCI in der dq-Stromebene

Die Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene gilt immer nur für einen Betriebspunkt. Um die idealen Ellipsen für die gesamte dq-Stromebene zu erhalten, müssen für jeden Betriebspunkt die Betrachtungen aus dem vorangegangenen Kapitel 4.4.2 wiederholt werden.

Ist nur ein sekundäres Ziel von Interesse, wird nicht die gesamte Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene benötigt. Durch ein überlagertes Optimierungsverfahren kann innerhalb der Ebene nach dem Minimum der sekundären Anforderung gesucht werden. Der untergeordnete Algorithmus zum Erfüllen des primären Ziels bleibt der in Kapitel 4.3.

Abbildung 4.8 zeigt für ein Raster von Betriebspunkten in der dq-Stromebene die Ellipsen, die sowohl das primäre als auch das sekundäre Ziel optimieren. Als sekundäres Ziel ist hier die Minimierung des harmonischen Stroms gewählt. Die Länge der Ellipsen und somit der Strombedarf ist abhängig vom Betrag $|\underline{6}T|$ als auch vom Drehmomentgradienten $\nabla^0 T$.

Umso weiter sich die elektrische Maschine in der Sättigung befindet, desto flacher ist der Drehmomentgradient und desto mehr harmonischer Strom wird benötigt. Gleichzeitig dreht der Drehmomentgradient zu größerem Reluktanzanteil. Als Referenz ist in Grün der Verlauf der MTPA-Kurve dargestellt. Sie zeigt grob in

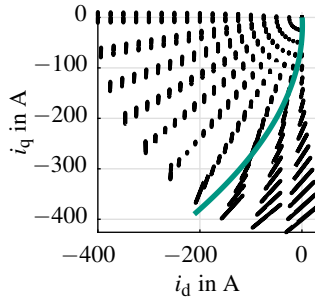


Abbildung 4.8: Ellipsen in der dq-Stromebene, mit primärem Ziel Eliminierung von ${}^{\circ}\underline{T}$ und sekundären Ziel Minimierung des harmonischen Stroms, mit Verlauf der MTPA-Kennlinie in Grün

die Richtung des höchsten Drehmomentgradienten. Die Ellipsen in der Nähe der MTPA-Kurve in Abbildung 4.8 folgen ihr.

4.5 HCI zur Reduzierung von Kraftdichteanregungen

Im vorherigen Abschnitt wurde die Minimierung einzelner Oberfelder als Sekundärziel betrachtet. In diesem Abschnitt werden sie als primäres Ziel eliminiert. Analog zum HCI zur Reduzierung der Drehmomentwelligkeit werden alle Lösungen untersucht, sodass eine Optimierung auf ein Sekundärziel möglich wird. Welche Kräfte beim Betrieb der untersuchten elektrischen Maschine auftreten, ist in Abbildung 2.8 b) und 3.5 dargestellt. Berücksichtigt man zusätzlich die mechanischen Übertragungsfunktionen aus Kapitel 3.2 erkennt man die Auswirkung der Kräfte in Abbildung 3.6. Bis auf die Vorspannung ${}^0_0\hat{\sigma}$ sind alle Kraftordnungen mit unterschiedlich großer Auswirkung vertreten. Da die Vorspannung keinen Wechselanteil hat, kann sie das Gehäuse nicht zum Schwingen anregen.

Somit stellt sich die Frage, gegen welches Oberfeld HCI wirksam ist. Dazu betrachtet man den Ursprung der jeweiligen Kraft. Liegt dieser direkt in der Interaktion der Grundwelle der Flussdichte mit sich begründet, kann HCI keinen Einfluss darauf nehmen [E3]. Dies lässt sich einfach nachvollziehen, da Harmonische des Stroms den Mittelwert der Grundwelle nicht beeinflussen. Selbst wenn sie es könnten, wäre dies nicht wünschenswert, da von der Grundwelle der Flussdichte auch die Leistung abhängt.

Für die betrachtete Maschine bedeutet dies, die Kraftordnungen ${}^0_0\hat{\sigma}$ und ${}^2_{12}\hat{\sigma}$ können nicht durch HCI beeinflusst werden. Diese Kraftordnungen erfüllen jedoch eine andere Aufgabe. Analog zur modellhaften Beschreibung des Drehmoments moduliert eine Harmonische des Stroms die Amplitude der Grundwelle der Flussdichte und erzeugt somit zusätzliche zeitliche Kraftanregungen ausgehend von ${}^0_0\hat{\sigma}$ und ${}^2_{12}\hat{\sigma}$. Es handelt sich wiederholt um eine Amplitudenmodulation. Die Auswirkung von Harmonischen des Stroms auf die Kraftdichtewellen wird in Kapitel 2.1.5 erklärt und ist für diesen Anwendungsfall in Tabelle 4.2 zusammengefasst.

Tabelle 4.2: Zusammenhang zwischen Harmonischen des Stroms und Kraftanregungen für $k = \pm 1, \pm 2, \dots$

Ausgangsgröße	h Strom (abc)	h Strom (dq)	modulierte Größe
${}^0_0\hat{\sigma}$	$(1 + 6k)$	$6k$	${}^6k_0\hat{\sigma}$
${}^0_0\hat{\sigma}$	$-5, 7$	6	${}^6_0\hat{\sigma}$
${}^0_0\hat{\sigma}$	$-11, 13$	12	${}^{12}_0\hat{\sigma}$
${}^2_{12}\hat{\sigma}$	$(1 + 6k)$	$h = 6k$	${}^{h=6k+2}_{12}\hat{\sigma}$
${}^2_{12}\hat{\sigma}$	-5	6	${}^4_{-12}\hat{\sigma}$
${}^2_{12}\hat{\sigma}$	7	6	${}^8_{12}\hat{\sigma}$
${}^2_{12}\hat{\sigma}$	-11	12	${}^{10}_{-12}\hat{\sigma}$
${}^2_{12}\hat{\sigma}$	13	12	${}^{14}_{12}\hat{\sigma}$

4.5.1 Die Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene

Wie auch für das Drehmoment werden alle Lösungen zur Eliminierung einer Kraftanregungen in der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene zusammengefasst. Abbildung 4.9 stellt den dazu notwendigen harmonischen Strombedarf für vier unterschiedliche primäre Ziele dar. In Rot ist die jeweilige Kombination markiert, die den geringsten Strombedarf hat. Damit gibt das rote Kreuz die Optimierung nach einem sekundären Ziel wieder.

Wie in Abbildung 4.9 a) zu sehen ist, kann ${}^4_{-12}\hat{\sigma}$ eliminiert werden. Dazu ist im Vergleich zu allen anderen primären Zielen ein Vielfaches an harmonischem Strom notwendig. Dieser wächst ab $\alpha_{HCI} \geq 0$ so stark an, dass die Farbskala

logarithmisch gewählt wurde. Das liegt unter anderem an der großen Amplitude der Kraftanregung, die kompensiert werden muss.

Die Amplitude der zu eliminierenden Kraftanregung ${}_{-12}^{10}\hat{\sigma}$ ist um ein Vielfaches kleiner. Als Resultat ist damit der notwendige harmonische Strom ${}^{12}i$ in Abbildung 4.9 b) kleiner. Wie in Tabelle 4.2 verdeutlicht, muss für dieses Primärziel die Harmonische $h = 12$ in den dq-Strömen verwendet werden.

Abbildung 4.9 c) zeigt den harmonischen Strombedarf für das primäre Ziel der Eliminierung der Kraftanregung ${}_{12}^8\hat{\sigma}$. Bemerkenswert ist hier der Zuwachs an Strombedarf für $\alpha_{\text{HCl}} \leq 0$. Betrachtet man Abbildung 4.9 a) bis c), beobachtet man, dass der Drehsinn der Ellipse einen Einfluss auf die Richtung der entstehenden Kraftwelle hat. Das lässt sich durch das Verhältnis der Stromamplituden mit $h = -5$ und $h = 7$ im statorfesten Bezugssystem erklären. Wie in Kapitel 2.1.5 aufgezeigt und in Tabelle 4.2 zusammengefasst, erzeugt $h = -5$ eine Kraftanregung der Form ${}_{-12}^4\hat{\sigma}$. Die ausschließliche Verwendung von $h = -5$ resultiert in einem Kreis in der dq-Stromebene mit negativem Drehsinn. Das Gegenteil gilt für $h = 7$.

Die gleichmäßige Verwendung von $h = -5$ und $h = 7$ resultiert in einem $\alpha_{\text{HCl}} = 0$. Da sich ${}^6_0\hat{\sigma}$ durch beide Harmonische beeinflussen lässt, ist der Strombedarf zu seiner Reduktion symmetrisch zur y-Achse. In Abbildung 4.9 d) fällt zudem die Analogie zum Drehmoment auf. In Richtung des größten Gradienten $\nabla_0^0\hat{\sigma}$ liegt das Minimum der harmonischen Stromamplitude. Umso näher die Richtung orthogonal zum größten Gradienten wird, desto größer wird der Strombedarf. Diese Gedanken werden in Abschnitt 4.6 aufgegriffen, um das Drehmoment und die Radialkraft zu entkoppeln.

Tangetialkräfte

Das in Kapitel 3.1.4 beschriebene Modell bildet auch die tangentialen Zahnkräfte ab. Daher können alle Betrachtungen, die im vorangegangenen Abschnitt für die Radialkräfte getätigt wurden, auf die gleiche Art und Weise auch für die tangentialen Zahnkräfte durchgeführt werden.

Sekundärziele

Für die Radialkräfte wurde nur das Sekundärziel des minimalen harmonischen Stroms gezeigt. Jedoch sind die in Kapitel 4.2 vorgestellten Sekundärziele analog zu Abschnitt 4.4.2 möglich.

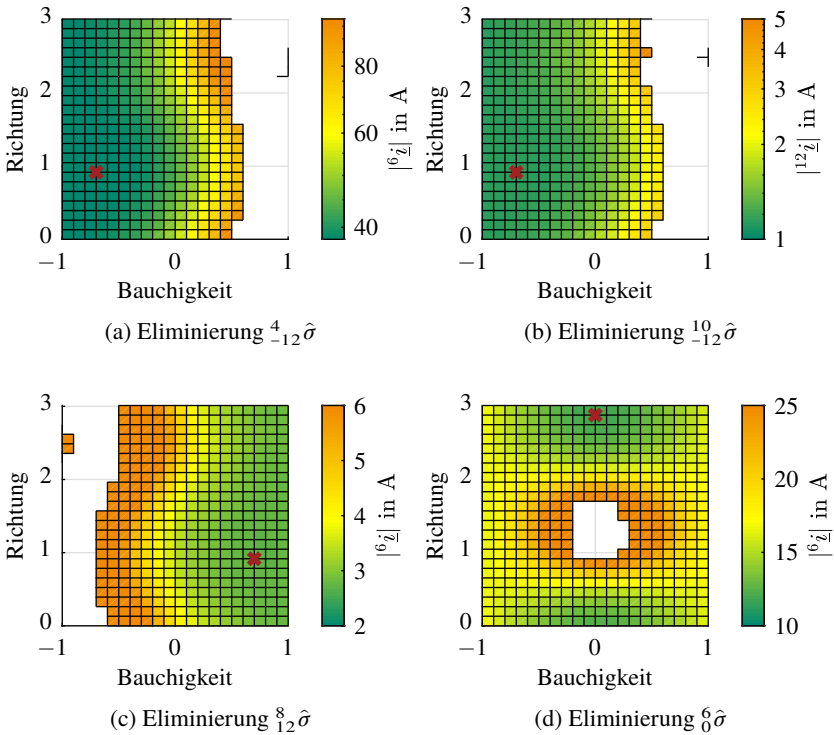


Abbildung 4.9: Harmonischer Strombedarf zur Erfüllung des jeweiligen Primärziels, Minimum markiert jeweils in Rot

4.6 Entkopplung der Tangential- und Radialkräfte

Die Richtung der Ellipse hat einen Einfluss auf die Amplitude, die ein harmonischer Strom im Drehmoment oder in der Radialkraft der Form $\nu = 0$ verursacht. Sind diese Richtungen verschieden, können Tangential- und Radialkräfte entkoppelt werden [27, E3].

Für die Eliminierung des harmonischen Drehmoments markiert das rote Kreuz in Abbildung 4.4 b) die Richtung, in die der geringste harmonische Strom notwendig

ist. Diese Richtung $\gamma_{T,\max}$ lässt sich mit Hilfe des Gradienten des Grundwellen-drehmoments berechnen.

$$\nabla(^0T) = \begin{pmatrix} \frac{\delta}{\delta i_d} ^0T \\ \frac{\delta}{\delta i_q} ^0T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_d \\ T_q \end{pmatrix} \quad (4.21)$$

In dieser Gleichung sind T_d und T_q die partiellen Ableitung nach dem d- beziehungsweise q-Strom. Der Winkel $\gamma_{T,\max}$ ist dann durch

$$\gamma_{T,\max} = \arctan\left(\frac{T_q}{T_d}\right) \quad (4.22)$$

berechenbar. Eine Ellipse orthogonal zu $\gamma_{T,\max}$ verursacht somit keine Harmonischen des Drehmoments. Dieser Zusammenhang wird verwendet, um in Richtung γ_F ausschließlich die Radialkraft zu eliminieren.

$$\gamma_F = \gamma_{T,\max} + \frac{\pi}{2} \quad (4.23)$$

In Abbildung 4.10 a) sind die Drehmomenthyperbeln der Grundwelle für die untersuchte Maschine eingezeichnet. Wandert der Strom entlang dieser, bleibt das Drehmoment konstant. Der schwarze Pfeil zeigt für den untersuchten Arbeitspunkt parallel zu den Drehmomenthyperbeln. Er hat den Winkel γ_F zur positiven d-Achse.

Äquivalent dazu wird der Winkel gesucht, bei dem das Drehmoment modifiziert werden kann, ohne die Radialkraft zu beeinflussen. Der Gradient der Vorspannung $F = {}^0\sigma_r$ ist durch

$$\nabla(F) = \begin{pmatrix} \frac{\delta}{\delta i_d} F \\ \frac{\delta}{\delta i_q} F \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_d \\ F_q \end{pmatrix} \quad (4.24)$$

gegeben. In Abbildung 4.9 d) markiert das rote Kreuz die Richtung des größten Gradienten. Diese Richtung lässt sich durch

$$\gamma_{F,\max} = \arctan\left(\frac{F_q}{F_d}\right) \quad (4.25)$$

berechnen. Orthogonal dazu wird keine harmonische Radialkraft erzeugt. Der Winkel γ_T eignet sich dafür, Harmonische des Drehmoments zu reduzieren.

$$\gamma_T = \gamma_{F,\max} + \frac{\pi}{2} \quad (4.26)$$

Der grüne Pfeil in Abbildung 4.10 b) zeigt parallel zu den Höhenlinien der Vorspannung für die untersuchte Maschine. Er hat den Winkel γ_T zur d-Achse. In einem Koordinatensystem, das durch die Winkel γ_F und γ_T aufgespannt wird, können Harmonische des Drehmoments und Harmonische der Kraftanregung mit Raumordnung $\nu = 0$ entkoppelt werden. Die Differenz $\Delta\gamma = |\gamma_F - \gamma_T|$ beträgt nicht zwangsläufig 90° . Sie gibt Aufschluss darüber, ob eine Entkopplung möglich ist.

Die Gradienten $\nabla(^0T)$ und $\nabla(F)$ verändern sich innerhalb der dq-Stromebene. Im Folgenden wird daher untersucht, ob eine Entkopplung für jeden Betriebspunkt der untersuchten Maschine möglich ist. Die Winkeldifferenz in Abbildung 4.10 c) wird nie zu null. Für den betrachteten Betriebsbereich ist eine Entkopplung möglich.

In Abschnitt 4.4.2 wird eine Ellipse gefunden, die als Primärziel ${}^6\underline{T}$ und als Sekundärziel ${}^6\sigma$ eliminiert. Die Entkopplung der Radialkräfte und Tangentialkräfte über den Gradienten erklärt dieses Verhalten. Gleichzeitig macht diese Betrachtung eine Aussage für die gesamte dq-Stromebene. Anhand der Winkeldifferenz $\Delta\gamma = |\gamma_F - \gamma_T|$ wird abgeschätzt, bei welchen Betriebspunkten eine Entkopplung möglich ist. Im Kapitel 5.2.1 wird diese Winkeldifferenz für alle Synchronmaschinen mit Permanentmagneten und synchrone Reluktanzmaschinen untersucht.

Da ein Optimierungsziel aus Kapitel 4.2 mit unterschiedlichen Anteilen aus d-beziehungsweise q-Strom erreicht werden kann, bedarf es einer neuen Methodik, die alle möglichen Lösungen berücksichtigt. Der Ansatz, den harmonischen Strom als Ellipse um den Arbeitspunkt zu definieren, erfüllt erstmals dieses Kriterium und definiert dabei zwei Freiheitsgrade, die Richtung und die Bauchigkeit. Damit ermöglicht er die gleichzeitige Erfüllung von Primär- und Sekundärziel. Dieses Werkzeug wird in Kapitel 7 am Prüfstand validiert.

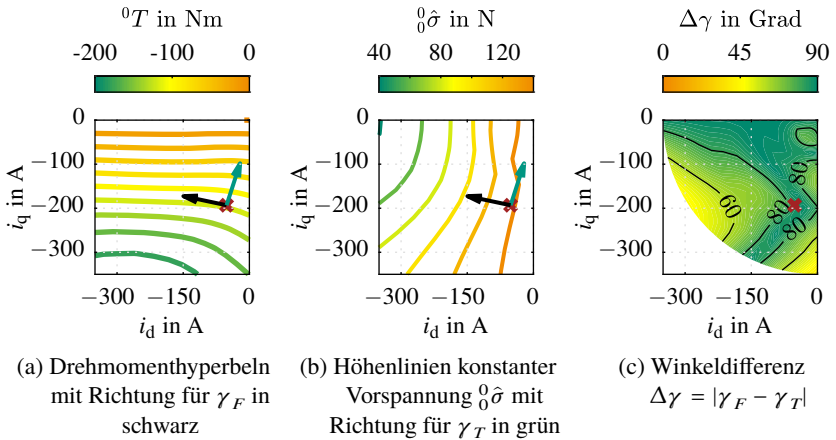


Abbildung 4.10: Mechanismus der Entkopplung: a) orthogonal zur Richtung des höchsten Drehmomentgradienten können Ströme harmonische Radialkräfte erzeugen, ohne das Drehmoment zu beeinflussen, b) orthogonal zur Richtung des höchsten Gradienten der Vorspannung können Ströme harmonische Drehmomente erzeugen, ohne die Radialkraft zu beeinflussen, c) Entkopplungswinkel, das rote Kreuz markiert den betrachteten Arbeitspunkt

Kapitel 5

Einfluss von HCI auf die Auslegung elektrischer Maschinen

An elektrische Maschinen für den Traktionsbereich werden viele Anforderungen gestellt. Die Wahl der Polpaarzahl und der Nutenzahl sind dabei grundlegender Bestandteil des Auslegungsprozesses von PSM. In diesem Kapitel wird auf eine vibrationsarme Auswahl dieser Designparameter eingegangen. Anschließend wird ausgehend von einem Referenzdesign aufgezeigt, welche Geometrieparameter einen signifikanten Einfluss auf das Geräuschverhalten, aber auch auf die notwendige Permanentmagnetmasse haben. Abschließend wird untersucht, wie die Berücksichtigung von HCI in der Auslegungsphase die Optimierung der pulsierenden Drehmomente und Radialkräfte vereinfacht und dabei die notwendige Permanentmagnetmasse reduzieren kann.

5.1 Auslegung leiser Maschinen

Die Entstehung von Vibrationen und Geräuschen, die ihren Ursprung in den elektromagnetischen Kräften haben, ist in Kapitel 2 näher erläutert. Es handelt sich um das Zusammenspiel aus anregenden Kräften und der Fähigkeit eines mechanischen Systems, zu schwingen. Daher bieten sich drei Möglichkeiten in die Geräuschenstehung einzugreifen:

- Minimierung der Schwingungsfähigkeit der Mechanik,
- Minimierung der anregenden Kräfte durch das Design der elektrischen Maschine,
- Minimierung der anregenden Kräfte durch die Bestromung.

Die Minimierung der Schwingungsfähigkeit der Mechanik ist ein eigenes Forschungsfeld. Grundlegende Erkenntnisse kann man aus Kapitel 2.3 ableiten. Eine Möglichkeit besteht darin, die Jochdicke zu erhöhen. Dadurch wird die Steifigkeit des Systems erhöht und damit die dynamische Auslenkung reduziert. Das hat eine Reduktion der Antwort in der Nähe der Resonanz zur Folge.

Diese Maßnahme ist aufgrund weiterer Randbedingungen wie Bauraum und Gewicht nur bedingt umsetzbar. Die vorliegende Arbeit konzentriert sich daher auf die anregenden Kräfte.

5.1.1 Wahl von Polpaarzahl und Nutenzahl

Die Wahl der Designparameter wie Polpaarzahl p , Nutenzahl N und Lochzahl q haben einen Einfluss auf die Raumordnungen $\nu_{>0}$ der entstehenden Kräfte. Kapitel 2.3 verdeutlicht den Zusammenhang zwischen Schwingfähigkeit und Raumordnung r . Es gilt, je höher die angeregte Raumordnung r ist, desto steifer reagiert das mechanische System darauf und desto geringer ist seine Schwingfähigkeit. Zudem ist laut Kapitel 2.1 die Ursache der Krafterregung $\nu_{>0}$ und $h = 2$ eng verbunden mit der Grundwelle der Flusssdichte und der Wahl von Polpaarzahl und Nutenzahl. Daraus lässt sich die Regel ableiten, die Raumordnung $\nu_{>0}$ unter den gegebenen Randbedingungen zu maximieren. Die nächste Raumordnung größer null $\nu_{>0}$ lässt sich mit Gleichung 2.38 berechnen.

Für unterschiedliche Kombinationen aus Lochzahl und Anzahl an Polen ist die nächste Raumordnung größer null in Tabelle 5.1 dargestellt. Ein Strich (-) markiert eine Kombination, die für dreiphasige Maschinen nicht möglich ist. Für die betrachtete Anzahl an Polen kann man aus der Tabelle ablesen, dass für Kombinationen mit $q < 1$ keine Raumordnungen $\nu_{>0} > 4$ erzielt werden können, außer für $q = 1/2$. Für ganzzahlige Lochzahlen ist $\nu_{>0}$ ausschließlich abhängig der Anzahl an Polen.

Für die Auslegung leiser elektrischer Maschinen für den Traktionsbereich mit konzentrierten Wicklungen ist vor allem $q = 1/2$ von Bedeutung. Für andere Anwendungen sind weitere Kombinationen denkbar, wenn das mechanische System hinreichend steif ist, oder die Maschine nicht in der Nähe der Resonanzfrequenz betrieben wird.

Tabelle 5.1: Größter gemeinsamer Teiler aus Anzahl der Polen und Nuten für unterschiedliche Kombinationen

$q \backslash 2p$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
3/8	-	-	-	1	-	-	-	2	-	-	-	3
2/5	-	-	-	-	2	-	-	-	-	4	-	-
3/7	-	-	-	-	-	-	2	-	-	-	-	-
1/2	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
4/7	-	-	-	-	-	-	2	-	-	-	-	-
1	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
2	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
3	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24

Eine andere Regel zur Auslegung leiser elektrischer Maschinen zielt darauf ab, das Rastmoment und die Drehmomentwelligkeit zu minimieren. Dafür wird das kleinste gemeinsame Vielfache (kgV) h_k aus Anzahl an Polen und Nuten maximiert [53].

$$h_k = \text{kgV}(2p, N) \quad (5.1)$$

Auch das Auftreten der mechanischen zeitlichen Ordnungen der radialen und tangentialen Kräfte wird durch den Parameter h_k bestimmt. Er gibt die mechanische zeitliche Ordnung an, bei der das Rastmoment sowie die niedrigste atmende Kraftanregung im Leerlauf auftreten [53, 54].

Für unterschiedliche Kombinationen aus Lochzahl und Anzahl an Polen ist h_k in Tabelle 5.2 dargestellt. Für die betrachtete Anzahl an Polen kann man aus der Tabelle ablesen, dass für Kombinationen mit $q = 1/2$ und $q = 1$ immer gilt $h_k/p = 6$. Die kleinste elektrische zeitliche Ordnung des Rastmoments und der atmenden Kraftanregung ist immer sechs. Für Lochzahlen kleiner eins und ohne $q = 1/2$ lassen sich diese zwei Regeln nicht vereinbaren. Die Kombinationen führen zwar zu einem großen h_k , jedoch zu einem kleinen $\nu_{>0}$. Eine Maximierung von h_k , die im Einklang mit der oberen Regel ist, sind mit Kombinationen möglich, die die Lochzahl mit $q = 1/2, 1, 2, \dots$ oder die Polpaarzahl maximieren.

Des Weiteren haben der Polbedeckungsfaktor und die genaue Form der Nuten, des Rotors und der Magneten einen Einfluss auf das Rastmoment und die Drehmomentwelligkeit [53]. Der Parameter $\nu_{>0}$ wird jedoch ausschließlich durch die Designparameter bestimmt. Eine generelle Strategie zur Auslegung leiser

Tabelle 5.2: Kleinstes gemeinsames Vielfaches aus Anzahl der Polen und Nuten für unterschiedliche Kombinationen

$q \backslash 2p$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
3/8	-	-	-	72	-	-	-	144	-	-	-	216
2/5	-	-	-	-	60	-	-	-	-	120	-	-
3/7	-	-	-	-	-	-	126	-	-	-	-	-
1/2	6	12	18	24	30	36	42	48	54	60	66	72
4/7	-	-	-	-	-	-	168	-	-	-	-	-
1	6	12	18	24	30	36	42	48	54	60	66	72
2	12	24	36	48	60	72	84	96	108	120	132	144
3	18	36	54	72	90	108	126	144	162	180	198	216

elektrischer Maschinen besteht somit darin, hauptsächlich die Ordnung $\nu_{>0}$ zu maximieren [54]. Das Rastmoment und die Drehmomentwelligkeit wird anschließend mit numerischen Simulationen mittels FEM genau berechnet. Durch eine Variation der Geometrieparameter und unter Berücksichtigung aller Randbedingungen wird das Rastmoment und die Drehmomentwelligkeit minimiert.

5.1.2 Geometrieoptimierung

In diesem Abschnitt wird der Einfluss der Geometrie auf die anregenden Kräfte untersucht. Die betrachtete Maschine wird im Detail in Kapitel 6.3 vorgestellt. Die Wicklung ist mit $q = 1/2$ konzentriert ausgeführt. Durch die Wahl der Anzahl an Pole mit $2p = 24$ hat die nächste angeregte Raumordnung größer null die Ordnung $\nu_{>0} = 12$. Die Antwort des mechanischen Systems mit einer Schwingung der Form $r = 12$ ist um zwei Größenordnungen kleiner als für die atmende Mode $r = 0$. Kapitel 2.3 stellt dazu die Berechnung vor. Kraftanregungen der Form ${}^h_{\pm 12} \sigma$ spielen somit eine untergeordnete Rolle. Die Analyse der ERP in Kapitel 3.2 identifiziert die Radialkraft ${}^6_0 \hat{\sigma}$ als Hauptursache für Geräusche. Ziel der Optimierung ist es, die Radialkraft ${}^6_0 \hat{\sigma}$ zu minimieren.

Randbedingungen

Beispielhaft soll für diese Maschine untersucht werden, welche Effekte man rein durch Veränderung der Magnet- und Statornutgeometrie auf die Kraftanregungen

erzielen kann. So werden der Außendurchmesser, der Innendurchmesser, der Luftspalt, die axiale Länge sowie der Wellendurchmesser nicht variiert. Der Steg R_{steg} zwischen den Lufttaschen der Magnete und dem Außendurchmesser des Rotors bleibt unverändert.

Die Arbeitspunkte sind in Tabelle 5.3 zusammengefasst. Das minimale Drehmoment von -195 Nm soll bis zur Eckdrehzahl von 3000 1/min erreicht werden. Der Wirkungsgrad am Betriebspunkt AP_{η} definiert durch das Drehmoment -80 Nm und der Drehzahl 1750 1/min soll mindestens 93% betragen.

Untersuchte Parameter

Abbildung 5.1 definiert die variierten Parameter. Der parametrisierte Schnitt des Rotors und des Stators stammen aus den Vorlagen von ANSYS® RMXprt®. Die Parameter variieren zwischen den in Tabelle 5.4 angegebenen Grenzwerten. Es existieren viele geometrische Abhängigkeiten. Diese sind bis auf ein paar Ausnahmen nicht ausformuliert, sondern führen zu einer nicht baubaren (nbb) Geometrie. In diesem Versuchsplan sind 52% der Geometrien nicht baubar und werden verworfen.

Eine formulierte geometrische Abhängigkeit berechnet S_{B2} anhand der anderen Statorparameter für parallele Zahnflanken. Eine weitere hält die Jochdicke konstant, indem S_{H2} als Funktion der anderen Statorparameter berechnet wird. Zusammen mit dem Schrägungs-Winkel ist eine Variation von 16 Parametern möglich. Unter Berücksichtigung der Randbedingungen und der formulierten Abhängigkeiten werden in dieser Arbeit 13 Parameter variiert. Diese sind in dem Parametervektor \vec{x} zusammengefasst. Da im Allgemeinen nur eine endliche Anzahl an Maschinen mit FEM berechnet werden kann, wird eine Auswahl an Kombinationen getroffen. Die Gesamtheit aller Kombinationen ergibt den Versuchsplan.

Es existieren mehrere Möglichkeiten, die Auswahl der Parameter für diesen Versuchsplan zu treffen. Eine Möglichkeit stellt der vollständige Versuchsplan dar. Hierbei wird jede Kombination aus Parameter und Level berechnet. Dabei ist das

Tabelle 5.3: Arbeitspunkte für Optimierung

Arbeitspunkt	Drehmoment	Drehzahl	Wirkungsgrad
AP_{\min}	$\leq -195 \text{ Nm}$	$\geq 3000 \text{ 1/min}$	-
AP_{η}	-80 Nm	1750 1/min	$\geq 93 \%$

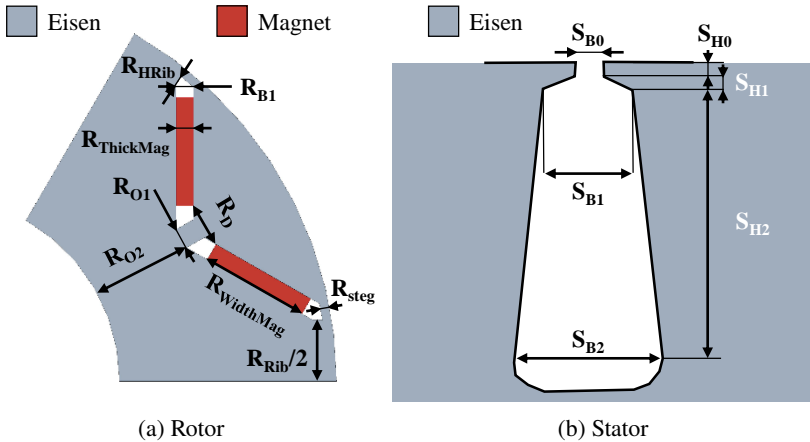


Abbildung 5.1: Übersicht der verwendeten neun Rotor- und sechs Statorparameter aus ANSYS® RMXprt®

Tabelle 5.4: Obere und untere Grenzwerte der im Versuchsplan untersuchten Parameter, alle in mm, bis auf den Schrägungswinkel R_s in Nuten

Name	min	max	Name	min	max	
R_{B1}	2	6	S_{B0}	0	8	
R_D	0	2.5	S_{B1}	8	14	
R_{HRib}	0	2.5	S_{B2}	-	-	berechnet
R_{O1}	0	2.5	S_{H0}	0	2	
R_{O2}	3	6.5	S_{H1}	0	2	
R_{Rib}	3.5	6.5	S_{H2}	-	-	berechnet
R_s	0	1				
R_{steg}	0.5	0.5				
$R_{ThickMag}$	3	6				
$R_{WidthMag}$	20	25				

Level der diskrete Wert, der ein Parameter zwischen seinen Grenzen annehmen kann. Mit diesem Ansatz entstehen

$$n_{FEM} = n_L^{n_P} \quad (5.2)$$

Experimente. Mit n_L und n_P wird die Anzahl an Level beziehungsweise Parameter angegeben. Würde jeder Parameter in jeweils zehn diskreten Stufen zwischen seinem Maximal- und Minimalwert variiert werden, ergäben sich $n_{FEM} = 10^{13}$ Experimente.

Ein vollständiger Versuchsplan mit Berechnungen mit FEM ist aufgrund des Zeitbedarfs nicht durchführbar. Mit weniger Experimente kommen statistische Versuchspläne aus. Zum Einsatz kommt die Auswahl der Kombinationen nach dem *Latin Hypercube Sampling*¹. Dabei werden die Experimente im n_P -dimensionalen Raum verteilt, sodass keine weitere Kombination existiert, bei der einer der Parameter gleich bleibt. Diese Methode deckt den Parameterraum mit einer geringen Anzahl an Simulationen mit FEM effizient ab [55].

Zwei Ansichten des verwendeten Versuchsplans stellt Abbildung 5.2 dar. Jeder Punkt in der Abbildung entspricht einem Experiment. Die Experimente sind über alle Parameter verteilt, wobei der minimale Abstand im n_P -dimensionalen Raum maximiert wird. In der Darstellung sind der Übersichtlichkeit jeweils nur zwei Parameter gegeneinander aufgetragen. In Grün sind Experimente eingefärbt, die zu einer validen Geometrie führen, in Rot nicht baubare (nbb) Kombinationen. Die Baubarkeit zeigt eine erhöhte Abhängigkeit auf andere Parameter für besonders große Magneten in Abbildung 5.2 a).

Trainingsdaten

Für jede valide Geometrie aus Abbildung 5.2 findet eine Berechnung mit FEM statt. Der Einfluss der Schrägung wird im Nachgang analytisch berechnet [E4]. Anschließend werden die Zielgrößen extrahiert. Von Interesse sind das maximale Grundwellendrehmoment 0T bei 3000 1/min, das Rastmoment T_{rst} , die Drehmomentwelligkeit T_{rip} und die Radialkraft ${}^6\hat{\sigma}$ bei maximalem Drehmoment und der Wirkungsgrad η bei AP_η .

Abbildung 5.3 verwendet die Ergebnisse, um die daraus resultierenden Korrelationen darzustellen. Die Korrelationsmatrix zeigt zudem die Verbindung der Zielgrößen mit den zwei Parametern: die Magnetfläche A und dem Schrägungswinkel R_s . Aus ihr können folgende Erkenntnisse über die Korrelationen des untersuchten Versuchsplanes gewonnen werden:

- Je größer die Fläche des Magneten A , desto größer das maximale Grundwellendrehmoment 0T und desto größer der Wirkungsgrad η .
- Es gilt aber auch: je größer die Fläche des Magneten, desto kleiner das Rastmoment T_{rst} , die Drehmomentwelligkeit T_{rip} und die Radialkraft ${}^6\hat{\sigma}$.

¹Implementiert in Matlab® mit *lhsdesign*

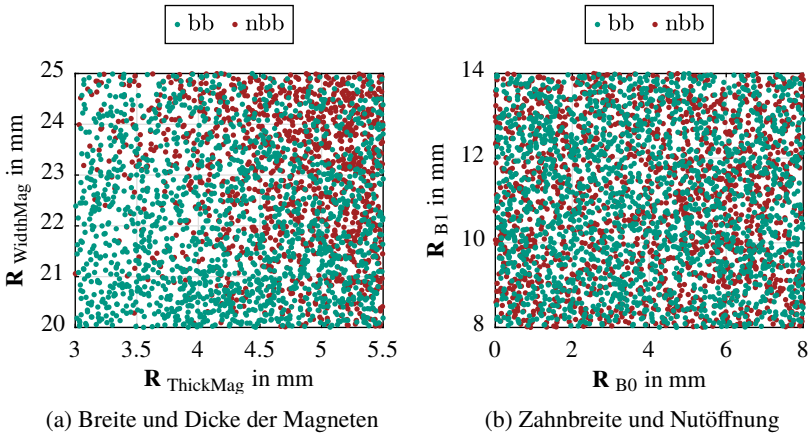


Abbildung 5.2: Verteilung der Experimente nach dem *Latin Hypercube Sampling* dargestellt in zwei Ebenen, valide Geometrie in Grün, nicht baubare Geometrie in Rot

- Je größer der Schrägungs-Winkel R_s , desto kleiner das Rastmoment T_{rst} , die Drehmomentwelligkeit T_{rip} , die Radialkraft ${}^0\hat{\sigma}$ und das maximale Grundwellendrehmoment 0T .

Die Herausforderung besteht darin, die günstigste elektrische Maschine zu entwerfen, die die Randbedingungen erfüllt. Hier werden die Kosten mit der Masse an Magneten gleichgesetzt. In einer zweidimensionalen Berechnung mit fixer axialer Länge reicht es aus, die Fläche zu betrachten. Die Minimierung der Magnetfläche steht jedoch im Widerspruch mit der Minimierung des Rastmoments und der Radialkraft. Der nächste Abschnitt findet mit einer gezielten Optimierung Lösungen für dieses Problem.

Dafür werden die Ergebnisse der Versuchsplanung dazu verwendet, für jede Zielgröße eine Gaußprozess-Regression² zu trainieren. Diese Modelle $M(\vec{x})$ bilden dann jede Zielgröße in Abhängigkeit des Parametervektors \vec{x} ab. Ein weiteres Modell $M_{\text{bb}}(\vec{x})$ wird mit den Informationen trainiert, ob eine Kombination aus Parametern zu einer validen Geometrie führt. Die Modelle ermöglichen die

²Implementiert in Matlab® mit *fitrgrp*

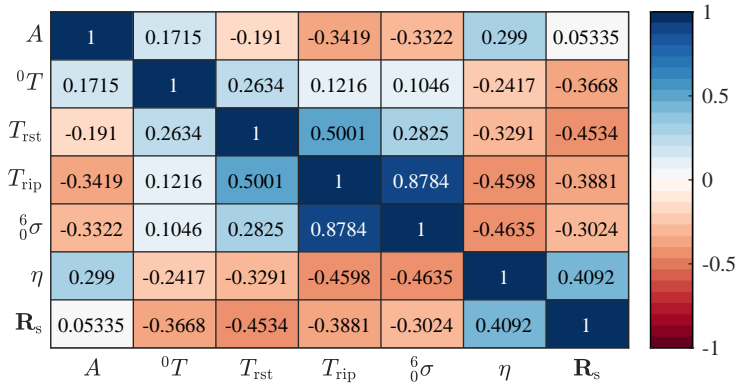


Abbildung 5.3: Korrelationsmatrix der Zielgrößen erweitert um die Magnetfläche A und dem Schrägungs-Winkel R_s

Optimierung der Parameter bezüglich einer Zielgröße ohne die Verwendung zeitaufwändiger Simulationen mit FEM [56].

Optimierung

Die Wahl der Designparameter zielt auf eine vibrationsarme elektrische Maschine ab. Daher wird bei dieser Optimierung³ das Rastmoment T_{rst} und die für die Vibrationen verantwortliche Radialkraft ${}^6_0\hat{\sigma}$ minimiert. Das Ziel der zweidimensionalen Optimierung lässt sich wie folgt formulieren:

$$\min_{\vec{x}} \{M_{T_{rst}}(\vec{x})\} \quad (5.3)$$

$$\min_{\vec{x}} \{M_{{}^6_0\hat{\sigma}}(\vec{x})\} \quad (5.4)$$

³Implementiert in Matlab® mit *paretosearch*

Dabei ergeben sich aus den oben genannten Randbedingungen und Tabelle 5.3 die Nebenbedingungen aus Gleichung 5.5 und 5.6:

$$195 \text{ Nm} - M_{o_T}(\vec{x}) \leq 0 \quad \text{Drehmoment} \quad (5.5)$$

$$93 \% - M_{\eta}(\vec{x}) \leq 0 \quad \text{Wirkungsgrad} \quad (5.6)$$

$$75 \% - M_{bb}(\vec{x}) \leq 0 \quad \text{Wahrscheinlichkeit der Baubarkeit} \quad (5.7)$$

$$x_6 \cdot x_7 - A^* \leq 0 \quad \text{Magnetfläche kleiner gleich Sollwert} \quad (5.8)$$

Gleichung 5.7 überprüft, ob der Parametersatz mit einer Wahrscheinlichkeit von mindestens 75 % eine valide Geometrie erzeugt. Der Einfluss der Fläche der Magneten wird mit Gleichung 5.8 besonders untersucht. Die gesamte Optimierung wird siebenmal wiederholt. Dabei wird die obere Grenze der erlaubten Magnetfläche A^* in 10 mm^2 Schritten von 90 mm^2 bis 150 mm^2 variiert.

Ergebnis

Das Ergebnis dieser acht Optimierungen zeigt Abbildung 5.4. Jeder Punkt in der Darstellung ist eine mit Berechnungen mittels FEM validierte Maschine aus der oben beschriebenen Optimierung. Die zwei Optimierungsziele sind gegeneinander aufgetragen. Die acht Durchläufe unterscheiden sich durch die erlaubte Magnetfläche A^* und in dieser Abbildung durch die Farbskala. Zwei Maschinen M1 und M2 sind in dieser Abbildung markiert. Sie unterscheiden sich durch die notwendige Magnetmasse und der Radialkraft $\overset{\circ}{\sigma}$ die sie bei dem betrachteten Betriebspunkt erzeugen. Die Parameter der beiden Maschinen sind in Tabelle 5.5 zusammengefasst.

Aus dem Ergebnis lassen sich für diese Optimierung mit den oben genannten Randbedingungen folgende Tendenzen feststellen: Je größer die erlaubte Magnetfläche, desto näher kommen die Maschinen zum idealen Minimum, dem Koordinatenursprung. Des Weiteren ist die Minimierung der Radialkraft gegenläufig zur Minimierung des Rastmoments. Ab einem gewissen Punkt kann innerhalb einer erlaubten Magnetfläche A^* die Minimierung der Radialkraft nur mit einhergehender Vergrößerung des Rastmoments erreicht werden.

Bei der Auslegung der elektrischen Maschine ohne die Verwendung der Erkenntnisse aus Kapitel 4 muss nun ein Kompromiss getroffen werden. Entweder man investiert mehr Magnetmasse in eine *leisere* Maschine M1, wodurch die Kosten steigen. Oder man baut die *kosteneffiziente* Maschine M2 mit weniger Magnetmasse und nimmt die Geräusche verursacht durch die Radialkraft $\overset{\circ}{\sigma}$ in Kauf.

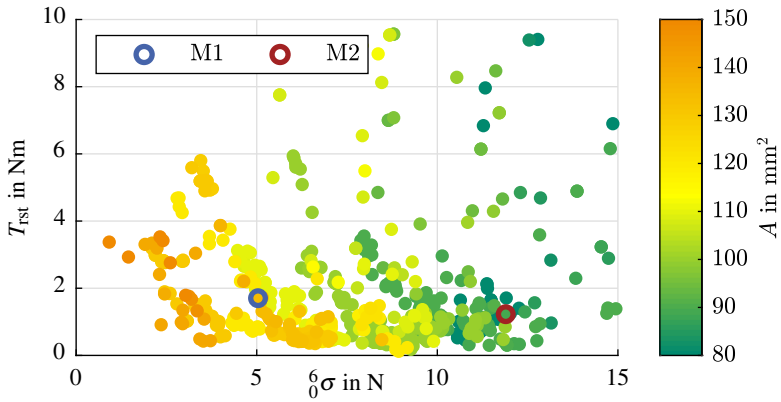


Abbildung 5.4: Ergebnis der Minimierung des Rastmoments T_{rst} und der Radialkraft $\hat{\sigma}_0$ unter Einhaltung der oben genannten Randbedingungen mit der Auswahl von zwei Maschinen M1 und M2

Tabelle 5.5: Gegenüberstellung der Parameter in mm, bis auf den Schrägungswinkel R_s in Nuten und Ergebnisse von Maschinen M1 und Maschine M2

Name	M1	M2	Name	M1	M2	
R_{B1}	3.52	3.49	S_{B0}	3.17	2.94	
R_D	0.7	0.7	S_{B1}	9.36	8.08	
R_{HRib}	2.14	2.5	S_{B2}	12.35	11.18	berechnet
R_{O1}	0.7	0.7	S_{H0}	1.85	1.22	
R_{O2}	4.39	6.49	S_{H1}	0	0	
R_{Rib}	4.21	3.98	S_{H2}	17.06	17.68	berechnet
R_s	0.07	0.1				
R_{steg}	0.5	0.5				
$R_{ThickMag}$	6	4.41				
$R_{WidthkMag}$	22.5	20.4				
A	135 mm ²	90 mm ²				
T_{rst}	1,7 Nm	1,2 Nm				
$\hat{\sigma}_0$	5 N	11,9 N				

5.2 Auslegung unter Berücksichtigung von HCI

Wie zu Beginn dieses Kapitels erwähnt und in Kapitel 4 vorgestellt, können Geräusche durch HCI unterdrückt werden. Die Wahl von Maschine M2 gegenüber der Maschine M1 spart 34 % an Magnetmasse. Eine Auslegung, die die Wirkung von HCI berücksichtigt, kann den Zielkonflikt zwischen Kosten und Geräuschen überwinden. Eine gleichzeitige Eliminierung der Kraftanregung und Drehmomentharmonischen ist jedoch nur möglich, wenn diese entkoppelt werden können.

5.2.1 HCI für alle Synchronmaschinen

Der Mechanismus zur Entkopplung der Erzeugung von Drehmoment und Radialkraft ist in Kapitel 4.6 beschrieben. Für die Auslegung ist es wichtig zu wissen, für welche Maschinen dieser Mechanismus gültig ist. Ein Kriterium für eine erfolgreiche Entkopplung ist der Winkel $\Delta\gamma$ zwischen dem Drehmomentgradienten und des Gradienten der Vorspannung. In diesem Abschnitt wird $\Delta\gamma$ für alle Maschinen in der Rotorparameter-Ebene untersucht [E3].

Die Rotorparameter-Ebene

Die charakteristischen Eigenschaften, wie das Drehzahl-Drehmoment-Verhalten von Synchronmaschinen, unterscheiden sich je nach Bauform stark. Je nach Bauform wird das Drehmoment durch unterschiedliche physikalische Effekte erzeugt. Für lineare Maschinen kann die Gleichung 3.12 für das Drehmoment mit den Induktivitäten L_d, L_q in d- und q-Richtung und der Flussverkettung des Magnetens Ψ_{pm} ausgedrückt werden:

$$\Psi_d = L_d \cdot i_d + \Psi_{pm} \quad (5.9)$$

$$\Psi_q = L_q \cdot i_q \quad (5.10)$$

$$(5.11)$$

Dadurch erhält man eine getrennte Darstellung der zwei unterschiedlichen physikalischen Effekte:

$$T = \frac{3}{2}p(\Psi_{pm} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d i_q) \quad (5.12)$$

Die Lorentzkraft, ausgedrückt durch die Multiplikation des q-Stroms mit der Flussverkettung des Magnetes, wird als Synchronmoment bezeichnet. Das Re-

luktanzmoment wird durch die Differenz $L_d - L_q$ beschrieben. Je größer die Differenz, desto größer das Reluktanzmoment. Dieser Zusammenhang wird auch durch die Schenkligkeit ausgedrückt. Sie gibt das Verhältnis $\zeta = L_q/L_d$ wieder. In der Rotorparameter-Ebene werden Synchronmaschinen entsprechend ihrer Drehmomenterzeugung eingeordnet. Dafür wird die Schenkligkeit ζ gegenüber dem synchronen Charakter aufgetragen. Dieser wird durch eine Normierung der Flussverkettung der Magneten auf die gesamte Flussverkettung am Eckpunkt Ψ_{ref} ausgedrückt [57]:

$$\Psi_{d,\text{eck}} = L_d \cdot i_{d,\text{eck}} + \Psi_{\text{pm}} \quad (5.13)$$

$$\Psi_{q,\text{eck}} = L_q \cdot i_{q,\text{eck}} \quad (5.14)$$

$$\Psi_{\text{ref}} = \sqrt{\Psi_{d,\text{eck}}^2 + \Psi_{q,\text{eck}}^2} \quad (5.15)$$

$$\Psi_{\text{pm},n} = \frac{\Psi_{\text{pm}}}{\Psi_{\text{ref}}} \quad (5.16)$$

Optimal ausgelegte permanenterrechte Synchronmaschinen mit Reluktanzanteil erreichen bei unendlicher Drehzahl die normierte Maximalleistung [57]. In Abbildung 5.5 sind diese Auslegungen durch die grüne Linie markiert.

Winkel des größten Drehmomentgradienten in der Rotorparameter-Ebene

Das Ziel ist es, den Winkel zur Entkopplung der Erzeugung von Drehmoment und Radialkraft höherer Ordnungen für alle Maschinen in der Rotorparameter-Ebene abzubilden. Der Winkel in Richtung des größten Drehmomentgradienten erhält man durch die partielle Ableitung von Gleichung 5.12 am Eckpunkt. Dieser ist für die MTPA-Strategie aus [57, 58] bekannt. Abbildung 5.5 a) zeigt den Winkel in Richtung des größten Drehmomentgradienten relativ zur positiven q-Achse für alle Maschinen in der Rotorparameter-Ebene.

Reine permanentmagneterregte Synchronmaschinen ohne Reluktanzmoment befinden sich auf der x-Achse bei $\zeta = 1$. Für sie ist der ideale Vorsteuerwinkel nach MTPA-Strategie genau 0° . Das bedeutet nur q-Strom ist drehmomentbildend. Das entspricht dem Verständnis aus Gleichung 5.12.

Entsprechend dieser Gleichung sind sowohl d- als auch q-Strom die Ursache des Drehmoments für reine Reluktanzmaschinen. Daher entspricht der ideale Vorsteuerwinkel für sie 45° . In Abbildung 5.5 a) befinden sie sich auf der y-Achse mit $\Psi_{\text{pm},n} = 0$.

Winkel des größten Gradienten der Vorspannung in der Rotorparameter-Ebene

Der Winkel in Richtung des größten Gradienten der Vorspannung wird durch folgende Überlegung abgeschätzt. Die gesamte Flussverkettung Ψ_{ref} der elektrischen Maschine ist proportional zur Flussdichte der Grundwelle:

$${}_1\hat{B} \sim \Psi_{\text{ref}} \quad (5.17)$$

Dieser Zusammenhang lässt sich aus Gleichung 3.1 ableiten. Entsprechend Kapitel 2.1.2 ist die Grundwelle Hauptverursacher der Vorspannung. Die Vorspannung ist mit Gleichung 2.9 proportional zum Quadrat der Grundwelle:

$$F = {}_0\hat{\sigma}_r \sim {}_1\hat{B}^2 \quad (5.18)$$

Setzt man Gleichung 5.15 und 5.17 in Gleichung 5.18 erhält man den Zusammenhang:

$$F \sim \Psi_{\text{ref}}^2 = \Psi_{\text{d,eck}}^2 + \Psi_{\text{q,eck}}^2 \quad (5.19)$$

Zusammen mit Gleichung 5.13 und 5.14 können die Ableitungen aus Gleichung 4.24 zu

$$\nabla(F) = \begin{pmatrix} F_{\text{d}} \\ F_{\text{q}} \end{pmatrix} \sim 2 \begin{pmatrix} L_{\text{d}}^2 \cdot i_{\text{d,eck}} + L_{\text{d}} \cdot \Psi_{\text{pm}} \\ L_{\text{q}}^2 \cdot i_{\text{q,eck}} \end{pmatrix} \quad (5.20)$$

berechnet werden. Durch die Winkelbeziehung in Gleichung 4.25 wird aus dem Quotienten der partiellen Ableitungen der Winkel des höchsten Gradienten der Vorspannung bestimmt. Abbildung 5.5 b) zeigt diesen relativ zur positiven q-Achse.

Winkeldifferenz in der Rotorparameter-Ebene

Eine Winkeldifferenz $\Delta\gamma = |\gamma_{T,\text{max}} - \gamma_{F,\text{max}}|$ größer Null ermöglicht eine Entkopplung der Erzeugung von Drehmoment und Radialkraft höherer Ordnungen. Abbildung 5.5 c) zeigt die Entkoppelbarkeit für alle Maschinen und die Kennlinie der optimalen Auslegung (grün). Nur Maschinen mit keiner Schenkligkeit und keiner Flussverkettung durch Magnete erzeugen eine Winkeldifferenz von null. Diese Maschinen sind jedoch nicht von Bedeutung, da sie kein Drehmoment erzeugen.

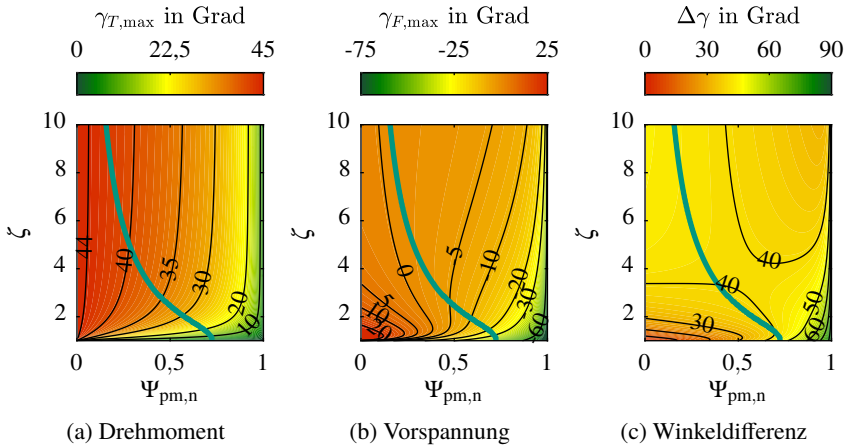


Abbildung 5.5: Richtung des größten Gradienten relativ zur positiven q -Achse und Differenzplot mit Kennlinie für eine optimale Auslegung [57] in Grün

5.2.2 Lösen des Zielkonfliktes mittels HCI

Die Optimierung in Abbildung 5.4 zeigt den Zusammenhang aus Kraftanregung und Magnetmasse. Damit der aufgezeigte Zielkonflikt durch HCI gelöst werden kann, müssen Voraussetzungen erfüllt sein: Eine Voraussetzung ist es, dass das Drehmoment und die Radialkraft getrennt voneinander durch HCI beeinflusst werden können. Die Betrachtung für lineare Maschinen im vorherigen Abschnitt zeigt, für welche permanenten Synchronmaschinen eine Entkopplung möglich ist. Für Maschinen auf der Kennlinie der optimalen Auslegung ist dies möglich. Eine weitere Voraussetzung ist, dass die Ursache der Vibrationen und Geräusche eine Kraftanregung ist, die durch HCI beeinflussbar ist. Insbesondere Kraftanregungen, die aus der Interaktion der Grundwelle mit sich selbst resultieren, lassen sich nicht durch HCI eliminieren. Kapitel 4.5 zeigt dies für die Kraftordnung ($\nu = \text{ggT}(2p, N), h = 2$). Die geschickte Wahl der Designparameter verhindert, dass Kraftanregung dieser Art Geräusche verursachen. Für die richtige Wahl der Designparameter gilt hier dasselbe wie in Abschnitt 5.1, die Maximierung von $\text{ggT}(2p, N)$.

Zudem muss der Einflussbereich von HCI beachtet werden. Die Verwendung von HCI bedarf eine zusätzliche Spannungs- und Stromreserve. Der Einflussbereich wird in Richtung höhere Drehzahlen von der maximalen Taktfrequenz f_{LE} begrenzt. Sie muss mindestens doppelt so groß sein, wie die Frequenz f_n der Kraftanregung aus Gleichung 3.15. Liegen kritische Betriebspunkte innerhalb des Einflussbereichs, können sie durch HCI eliminiert werden. Abbildung 5.6 d) zeigt den Einflussbereich von HCI für Auslegung M2. Der Bereich wird durch die weißen Punkten gekennzeichnet. Hier kann die Radialkraft mithilfe von HCI eliminiert werden.

Abbildung 5.6 stellt die zwei Auslegungen M1 und M2 ohne die Verwendung von HCI gegenüber. Die Wirkungsgradkennfelder der beiden Auslegungen in der oberen Hälfte von Abbildung 5.6 ähneln sich sehr stark. Die Bedingung am genannten Betriebspunkt für den Wirkungsgrad sind erfüllt. Auslegung M1 erreicht einen größeren Wirkungsgrad als gefordert. Die Vorzüge von Maschine M1 gegenüber Maschine M2 werden in Abbildung 5.6 c) und d) ersichtlich. Entsprechend dem Ziel der Optimierung ist die geräuschanregende Radialkraft $\overset{6}{0}\hat{\sigma}$ um die Hälfte reduziert. Erkauft wird dieser Vorteil durch den Einsatz von 34 % zusätzlicher Magnetmasse.

Jedoch können die höheren Kräfte der Auslegung M2 in Abbildung 5.6 d) im Einflussbereich von HCI mit den Methoden aus 4 eliminiert werden. Liegen alle kritischen Betriebspunkte innerhalb des Einflussbereichs, kann M2 zusammen mit HCI den oben genannten Kompromiss lösen. Es muss keine zusätzliche Magnetmasse investiert werden, um die Geräusche zu dämpfen.

Am Eckpunkt bei maximalem Drehmoment kann HCI aufgrund des zusätzlichen Strom- und Spannungsbedarf keine Minderung der Geräusche bewirken. Dennoch ist der Verlauf der Kraft im Feldschwächbereich bemerkenswert. Hier entstehen durch die Wahl von M2 gegenüber von M1 keine zusätzlichen Vibrationen. Beide Maschinen regen mechanische Schwingungen mit $\overset{6}{0}\hat{\sigma} = 2,5 \text{ N an}$.

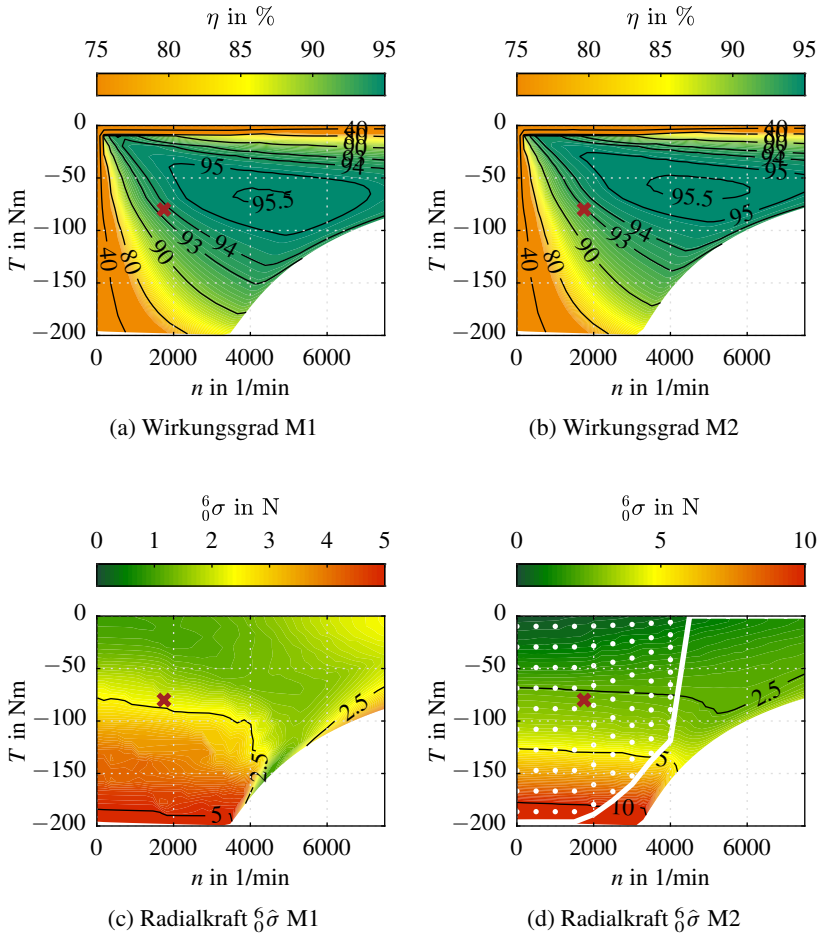


Abbildung 5.6: Generatorischer Bereich des Wirkungsgrad- und Radialkraftkennfeld ohne die Verwendung von HCI für Maschine M1 und M2 mit AP_{η} aus Tabelle 5.3 in Rot. In d) ist mit weißen Punkten der Einflussbereich von HCI dargestellt. Hier kann die Radialkraft mit HCI eliminiert werden.

Kapitel 6

Versuchsaufbau

In diesem Kapitel wird der Prüfstand zum Charakterisieren des harmonischen Drehmoments und der harmonischen Beschleunigungen sowie zum Validieren der in Kapitel 4 entwickelten HCI-Methoden vorgestellt. Alle Messergebnisse aus Kapitel 7 sind mit den hier beschriebenen Maschinen, Leistungselektronik und Signalverarbeitung entstanden. Im letzten Abschnitt, der Signalverarbeitung, wird auf die verwendete Messtechnik eingegangen und die Implementierung des HCI-Algorithmus auf dem ETI-intern entwickelten System on a Chip (SoC)-System erläutert. Ein Großteil des Motorprüfstands ist während anderen Dissertationen am ETI entstanden.

6.1 Gesamtaufbau

Abbildung 6.1 zeigt das Blockdiagramm des Prüfstands. Die Energieversorgung erfolgt über den Anschluss an das ETI-interne dreiphasige 50 Hz Labornetz mit $U_{\text{Netz}} = 120 \text{ V}$. Das Active Front End (AFE) arbeitet als rückspeisefähiger aktiver Gleichrichter und wandelt die Eingangsspannung in die Gleichspannung $U_{\text{DC1}} = 315 \text{ V}$ um. Sie dient als Zwischenkreisspannung für den Antriebsumrichter der Last Maschine (LAM) und den Antriebsumrichter der Prüflingsmaschine hier DUT genannt. Die beiden elektrischen Maschinen sind mechanisch über eine Drehmomentmesswelle sowie eine Balgkupplung miteinander verbunden. Während des Betriebs zirkuliert die Wirkleistung im Kreis und das AFE deckt lediglich die entstehenden Verluste.

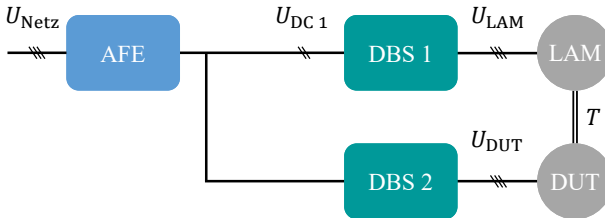


Abbildung 6.1: Blockdiagramm des Prüfstands

6.2 Lastmaschine

Als Lastmaschine kommt eine dreiphasige Asynchronmaschine vom Typ *QDi16.3-2FI* der Firma *OSWALD Elektromotoren GmbH* zum Einsatz. Ihre Bemessungsleistung von 115 kW erreicht sie bei einer Drehzahl von 6745 min^{-1} und einem Drehmoment von 163 Nm mit dem Bemessungsstrom von 172 A und Bemessungsklemmspannung 440 V. Die elektrische Frequenz ist durch die Polpaarzahl von $p = 1$ immer gleich der mechanischen Frequenz. Luftgekühlt wird die Asynchronmaschine durch ein außen angebrachtes Gebläse. In Tabelle 6.1 sind die Parameter der Lastmaschine zusammengefasst. Bei allen Messungen in Kapitel 7 dient die Asynchronmaschine als drehzahlgeregelte Lastmaschine.

6.3 Prüflingsmaschine

Bei der Prüflingsmaschine handelt es sich um einen Prototyp speziell für die Vermessung am Prüfstand. Ausgelegt ist die ölgekühlte Synchronmaschine für den Einsatz in hybriden PKWs als Teil eines Reichweitenverlängerers. Zum Einsatz kommt eine Einzelzahnwicklung und ein Rotor mit $p = 12$ Polpaaren. Durch die Anzahl der Nuten mit $N = 36$ ergibt sich eine Lochzahl von $q = 0,5$. Die maximale Drehzahl von 7000 min^{-1} , Maximalstrom 310 A, maximal zulässige Zwischenkreisspannung 420 V und das erreichbare Maximalmoment von 200 Nm sind gegeben. Der Rotor ist als Innenläufer mit vergrabenen Permanentmagneten ausgelegt. Der Aufbau ist typisch für hybride Anwendungen mit einem großen

Tabelle 6.1: Parameter der Lastmaschine

Parameter		Bemessungswert	Maximalwert
Klemmspannung	U	440 V	-
Phasenstrom	I	172 A	225 A
Leistung (mech.)	P_{mech}	115 kW	150 kW
Drehmoment	T	163 Nm	213 Nm
Drehzahl	n	6745 min^{-1}	12 000 min^{-1}
Polpaarzahl	p	1	-

Tabelle 6.2: Parameter der Prüfungsmaschine

Parameter		Bemessungswert	Maximalwert
Klemmspannung	U	315 V	420 V
Phasenstrom	I	-	310 A
Leistung (mech.)	P_{mech}	-	63 kW
Drehmoment	T	-	200 Nm
Drehzahl	n	-	7000 min^{-1}
Polpaarzahl	p	12	-
Statornuten	N	36	-

Durchmesser und einer kurzen axialen Länge. In Tabelle 6.2 sind die Parameter der Prüfungsmaschine zusammen gefasst. Bei allen Messungen in Kapitel 7 wird die Prüfungsmaschine drehmomentengeregt betrieben.

6.4 Leistungselektronik

Die Leistungselektronik besteht aus dem Gleichrichter und den beiden Antriebsumrichtern. Das AFE und der LAM-Umrichter sind im selben Schaltschrank untergebracht. Die dafür eingesetzten Stromrichter sind als Drehstrombrückenschaltungen (DBS) mit Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Halbleitern ausgeführt. Die beiden in diesem Schaltschrank eingesetzten DBS sind mit jeweils drei Halbbrücken des Typs *FF900R12IE3* von *Infineon Technologies* bestückt und takten mit $f_{LE} = 8 \text{ kHz}$.

Der Antriebsumrichter der Prüflingsmaschine besteht aus einem separaten Schaltschrank. Auch hier kommen drei Halbbrücken zum Einsatz jedoch vom Typ *Skiip 513GD122-3DUL* des Herstellers *Semikron*. Sie sind in einem Package zusammen mit Treiber, Spannungs- und Strommessung ausgeführt. Der Antriebsumrichter der Prüflingsmaschine taktet mit $f_{LE} = 10 \text{ kHz}$.

6.5 Drehmomentmessung

Die mechanische Kopplung der beiden elektrischen Maschinen erfolgt über einen Drehmomentmessflansch vom Typ *Ki Torq 4550A* des Herstellers *Kistler Instrumente GmbH*. Damit lässt sich sowohl das wirksame Drehmoment als auch die absolute Position der Welle und somit der Rotoren der Lastmaschine und der Prüflingsmaschine messen.

Der Drehmomentmessflansch misst das Drehmoment als Torsion mit Hilfe von Dehnungsmessstreifen (DMS). Die Grenzfrequenz dieser Messung wird von der *Kistler Instrumente GmbH* mit -3 dB bei 10 kHz angegeben. Das aufgenommene Signal wird verstärkt und anschließend mit 35 kHz im dazu passenden Empfänger verarbeitet. Übertragen wird das gemessene Drehmoment mithilfe einer frequenzmodulierter Pulsfolge. Dabei entspricht 200 kHz dem Drehmoment der unbelasteten Welle. Mit jeweils $\pm 150 \text{ kHz}$ wird das maximale bzw. das minimale Drehmoment von $\pm 200 \text{ Nm}$ übertragen [59].

Das frequenzmodulierte Signal wird weiter im Field Programmable Gate Array (FPGA) mit einer Taktfrequenz $f_{\text{fpga}} = 100 \text{ MHz}$ abgetastet. Damit ergibt sich eine Quantisierungsstufe von

$$\frac{350 \text{ kHz}}{100 \text{ MHz}} \cdot 200 \text{ Nm} = 0,7 \text{ Nm} \quad (6.1)$$

bei maximalem Drehmoment, bzw.

$$\frac{50 \text{ kHz}}{100 \text{ MHz}} \cdot 200 \text{ Nm} = 0,1 \text{ Nm} \quad (6.2)$$

bei minimalem Drehmoment. Über die so quantisierte Messung der Frequenz wird während einer Regelperiode von $f_s = 20 \text{ kHz}$ ein Mittelwert gebildet. Das bedeutet für das maximale Moment eine Mittelung über $350 \text{ kHz}/20 \text{ kHz} = 17,5$ und das minimale Moment eine Mittelung über $50 \text{ kHz}/20 \text{ kHz} = 2,5$ Werte, wodurch sich die Quantisierung rechnerisch auf $0,04 \text{ Nm}$ verbessert. Durch

diese Überabtastung liegt die rechnerische Genauigkeit somit deutlich über der Messabweichung des Drehmomentflansches.

Der Drehmomentmessflansch dient zusätzlich zur Bestimmung der Rotorlage. Dafür verfügt er über eine Inkrementalgeberfunktion mit zwei um 90° zueinander versetzten Spuren und einem Referenzimpuls. Damit ist sowohl die Richtung als auch die absolute Lage bestimmbar. Die Auswertung erfolgt mit Hilfe der Vierfachauswertung auf dem FPGA, bei der die steigende und fallende Flanke beider Spuren als Winkelinkrement gezählt werden. Mit der programmierten Pulszahl von 2048 und der Polpaarzahl der Prüfungsmaschine ergibt sich mit

$$\frac{360^\circ}{4 \cdot 2048} \cdot p = 0,53^\circ \quad (6.3)$$

die Messgenauigkeit des elektrischen Winkels. Der Winkel dient zur rotororientierten Regelung der Prüfungsmaschine und zur rotorsynchronen Fourieranalyse verschiedener Messsignale in Kapitel 6.7.2.

6.6 Beschleunigungssensor

Mit drei Beschleunigungssensoren werden die entstehenden Vibrationen aufgenommen. Es handelt sich dabei um drei einzelne Sensoren, die auf einen Würfel geschraubt sind und in drei unterschiedliche Raumrichtungen zeigen. Dieser Würfel wiederum ist auf dem Gehäuse der elektrischen Maschine angebracht. Somit können die Beschleunigungen getrennt in radialer, tangentialer und axialer Richtung aufgenommen werden. Zum Einsatz kommt das Modell 352C66 des Herstellers *PCB PIEZOTRONICS*.

Hierbei handelt es sich um einen Beschleunigungssensor, der nach dem piezoelektrischen Prinzip arbeitet. Eine seismische Masse wirkt bei einer Beschleunigung einen Druck auf eine Piezokeramik, die diesen in ein elektrisches Signal umwandelt. Dadurch werden nur relative Beschleunigungen und keine absoluten Beschleunigungen aufgezeichnet und die Sensoren arbeiten unabhängig ihrer Ausrichtung zur Erdbeschleunigung.

6.6.1 Kennzahlen des Beschleunigungssensors

Die Besonderheit der ausgewählten Sensoren liegt darin, dass sie mit $10,2 \text{ mV}/(\text{m}/\text{s}^2)$ sehr empfindlich sind und mit $\pm 491 \text{ mV}/(\text{m}/\text{s}^2)$ einen ausreichend großen Messbereich abdecken. Durch ihr geringes Gewicht von 2 g im Vergleich zur elektrischen Maschine, haben sie einen vernachlässigbaren Einfluss

auf das zu untersuchende mechanische System. Der Amplitudengang wird erst ab 20 kHz um 3 dB gedämpft. Da die Montage der Sensoren großen Einfluss auf den Amplitudengang hat und um diesen möglichst weit auszunutzen, sind alle mechanischen Verbindungen geschraubt oder geklebt. [60]

6.6.2 Kennzahlen des Signalkonditionierers

Die Beschleunigungssensoren können nicht direkt ausgelesen werden, sie benötigen einen Signalkonditionierer. Er versorgt die Sensoren mit einem konstanten Strom und verstärkt das Spannungssignal, so dass es von der Signalverarbeitung aufgenommen werden kann. In diesem Fall wird der Dreikanal-Signalkonditionierer von *ROGA Instruments* des Typs *PA-3000* verwendet. Bei Deaktivierung aller Filter arbeitet er mit Signalen bis 100 kHz [61]. Seine Frequenzantwort ist somit ausreichend für die Auswertung der Beschleunigungssensoren. Verwendet wird die Verstärkung um 20 dB. Damit kommt der Sensor zusammen mit dem Signalkonditionierer auf

$$10,2 \frac{\text{mV}}{\text{m/s}^2} \cdot 10 = 102 \frac{\text{mV}}{\text{m/s}^2} \quad (6.4)$$

für die Empfindlichkeit und

$$\pm 491 \frac{\text{mV}}{\text{m/s}^2} \cdot 10 = \pm 4,91 \frac{\text{V}}{\text{m/s}^2} \quad (6.5)$$

für den Messbereich. Dieses Spannungssignal kann dann von den Analog-Digital-Wandler (A/D-Wandler) der Signalverarbeitung gemessen werden.

6.7 Signalverarbeitung

Als echtzeitfähige Recheneinheit kommen für die Messungen in Kapitel 7 und die Regelung des Antriebsumrichters die am Elektrotechnischen Instituts entwickelte SoC-Plattform zum Einsatz. Diese Plattform beinhaltet einen Prozessor mit zwei Kernen vom Typ *ARM Cortex-A9* und einen FPGA vom Typ *Kintex-7*. Über den FPGA werden sowohl die Drehmomentmesswerte und die Rotorlage abgetastet als auch die A/D-Wandler angebunden. Die Messwerte werden im FPGA mit einem Mittelwertfilter hochfrequent weiterverarbeitet und mit der Regelperiode entsprechend zu $f_s = 20 \text{ kHz}$ an den Prozessor weitergegeben. Auf dem Prozessor ist eine feldorientierte Regelung der Prüflingsmaschine sowie der HCI-Algorithmus

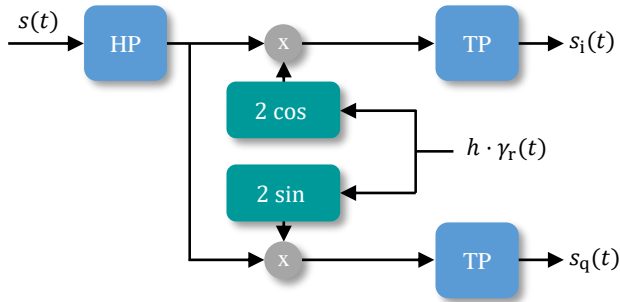


Abbildung 6.2: Blockdiagramm des Modulators zur Frequenzanalyse

implementiert. Der genaue Aufbau und die Funktionsweise der SoC-Plattform kann in [62] nachgelesen werden.

6.7.1 Spannungsmessung

Der verwendete A/D-Wandler-Chip *LTC2325-16* arbeitet mit 5 MHz und einer Auflösung von 16 Bit pro Kanal. Der analoge Eingang erlaubt eine maximale Spannung von $\pm 10,24$ V. Es lässt sich mit

$$2 \cdot \frac{10,24 \text{ V}}{2^{16} \text{ Bit}} = 0,3125 \frac{\text{mV}}{\text{Bit}} \quad (6.6)$$

die Spannungsauflösung berechnen. Damit ist die Genauigkeit der Spannungsmessung höher als die Empfindlichkeit der Beschleunigungsmessung. Es gehen keine Informationen verloren.

Für die Spannungsmessung der Beschleunigungswerte werden in jeder Regelperiode zwei Werte übergeben. Diese zwei Werte sind jeweils der Mittelwert aus der ersten und zweiten Hälfte der Regelperiode. Die aufgenommenen Messwerte werden im Postprocessing wieder nacheinander zusammen gesetzt. Dadurch ergibt sich eine wirksame Abtastfrequenz von $f_{ds} = 2 \cdot f_s = 40$ kHz.

6.7.2 Implementierung der Frequenzanalyse

Damit der HCI-Algorithmus gemäß Kapitel 6.7.3 dem harmonischen Drehmoment oder der harmonischen Beschleunigung entgegenwirken kann, muss online

eine Frequenzanalyse durchgeführt werden. Dabei ist immer nur eine Harmonische von Interesse, es ist keine komplette schnelle Fourier-Transformation (FFT) notwendig. Besonders ressourcenschonend kann dies in Anlehnung an die Nachrichtentechnik als *Demodulator* umgesetzt und auf dem Prozessor implementiert werden [S3].

Abbildung 6.2 zeigt den schematischen Aufbau des Demodulators. Ein Hochpass entfernt dem Signal von Interesse $s(t)$ zunächst den Mittelwert. Anschließend wird es mit der doppelten Amplitude des Sinus bzw. Cosinus des h -fachen Rotorwinkels $\gamma_r = \omega t$ multipliziert. Dabei ist h die zeitliche Ordnung der Harmonischen, die extrahiert werden soll. Anschließend wird das erhaltene Signal mit einem Tiefpass gefiltert. So erhält man eine Harmonische des Drehmoments oder der Beschleunigung zerlegt in Realteil $s_1(t)$ und Imaginärteil $s_Q(t)$. Die Modulation mit dem Rotorwinkel garantiert eine phasenrichtige und reproduzierbare Analyse. Die gewünschte Harmonische ist vor dem Tiefpass eine Gleichgröße. Sie ist jedoch mit höheren Frequenzen überlagert. Zum Einsatz kommt daher ein Tiefpass bestehend aus vier kaskadierten PT1-Gliedern mit einer Grenzfrequenz f_g zwischen 1 Hz und 10 Hz. Signale unter der Grenzfrequenz kommen unverändert durch. Ab f_g werden störende hochfrequente Anteile mit 80 dB pro Dekade gedämpft. Der Hochpass am Eingang ist mit dem gleichen Tiefpass durch $s \cdot (1 - G_{TP})$ realisiert.

Beispiel anhand eines exemplarischen Eingangssignals

In Abbildung 6.3 ist die Demodulation der sechsten harmonischen Oberschwingung eines exemplarischen Eingangssignals zu sehen. Das Eingangssignal in Abbildung 6.3 a) ist zunächst für die Dauer von 0,1 s gleich null und setzt sich dann aus einer ersten, zwölften, 18., 24., 30., 36. Harmonischen sowie weißem Rauschen zusammen. Ab 0,2 s wird dem Signal sowohl ein Gleichanteil mit einer Amplitude von 2 als auch einer sechsten Harmonischen ${}^6\hat{s}$ mit einer Amplitude von 1 überlagert. Genau diese wird in Abbildung 6.3 b) durch den Demodulator wieder herausgefiltert. Hier ist zum Vergleich nochmals die Amplitude der sechsten Harmonischen ${}^6\hat{s}$ sowie das Ausgangssignal des Demodulators $|s_{TP}|$ gezeigt. Durch die Verwendung einer Zeitkonstante entsprechend zu $f_g = 1$ Hz hat das Signal nach 1,2 s 63 % des Eingangssignals erreicht.

6.7.3 Implementierung des HCI-Verfahren

Abbildung 6.4 zeigt das Blockdiagramm des HCI-Verfahren. Zunächst wird entweder das Drehmoment $T(t)$ oder die Beschleunigung $a(t)$ vom Zeitbereich in den Frequenzbereich transformiert. Dazu kommt im Block *FFT* der im vorherigen

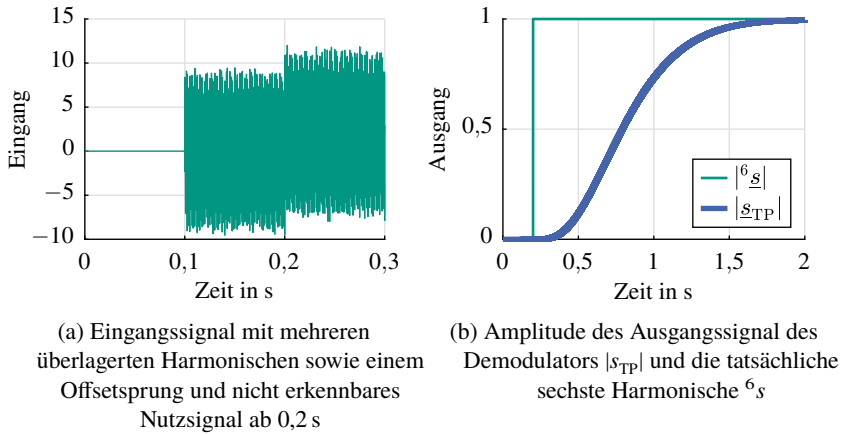


Abbildung 6.3: Demodulation der sechstens Harmonischen eines exemplarischen mit Rauschen und störenden Signalen beaufschlagten Eingangssignals

Abschnitt vorgestellte Demodulator zum Einsatz. Zusammen mit dem Rotorwinkel γ_r als Phasenreferenz und der zu berechneten Ordnung der Harmonischen h berechnet der Modulator die h -Harmonische des Eingangs als komplexe Zahl h_s . Wie in Kapitel 4.3 beschrieben, kommt im Block *HCI* ein iteratives Verfahren zum Einsatz, das den notwendigen harmonischen Strom h_i berechnet. Auch hier steckt in der komplexen Zahl eine Betrags- und Phaseninformation.

Zusammen mit den gewünschten Sollwerten für die Richtung γ_{HCI}^* und die Bauchigkeit α_{HCI}^* berechnet die Ellipsen-Synthese den Zeitverlauf der harmonischen Sollströme $i_{d,h}^*(t)$ und $i_{q,h}^*(t)$. Erst in diesem Schritt wird dem harmonischen Strom ein d- bzw. q-Strom zugeordnet.

Die Ellipsen-Synthese rechnet nach den mathematischen Beziehungen aus Gleichung 4.10 und benötigt dafür ebenfalls die Rotorposition γ_r und die entsprechende harmonische Ordnung h . Im nächsten Block werden den harmonischen Strömen $i_{d,h}^*(t)$ und $i_{q,h}^*(t)$ die konstanten Ströme des Arbeitspunktes überlagert. Die so berechneten zeitlichen Sollwerte der Ströme, werden dem Repetitive Control Regler aus [63] übergeben.

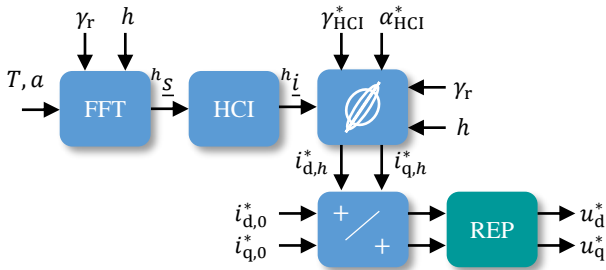


Abbildung 6.4: Blockdiagramm der HCI Regelung

Implementierung des HCI-Algorithmus

Wie in Kapitel 4.3 beschrieben, nutzt der HCI-Algorithmus das Sekantenverfahren für komplexe Zahlen. Damit das Verfahren robust gegenüber Messfehlern ist, wird bei der Implementierung eine Dämpfungskonstante p_{HCI} eingeführt. Damit kann Gleichung 4.11 mit s als Platzhalter für das Drehmoment T oder der Beschleunigung a als folgende Iterationsvorschrift

$$h_{\underline{l}_{k+1}}^i = h_{\underline{l}_k}^i - p_{HCI} \cdot h_{\underline{s}_k} \cdot \frac{\Delta h_{\underline{l}_k}^i}{\Delta h_{\underline{s}_k}} \quad (6.7)$$

geschrieben werden. Der Differenzenquotient bildet sich aus der aktuellen Erfassung abzüglich der vorherigen. Zu Beginn müssen daher $h_{\underline{l}_0}^i$ und $h_{\underline{l}_1}^i$ geschätzt werden. MATLAB® Simulink® Stateflow® bietet die Möglichkeit folgenden Zustandsautomaten abzubilden:

1. **initiale Erfassung:** messen des harmonischen Signals $h_{\underline{s}_0}$, der korrespondierende harmonische Strom beträgt $h_{\underline{l}_0}^i = 0 \text{ A}$
2. **initiale Annahme:** stellen von $h_{\underline{l}_1, \text{re}}^i = -h_{\underline{s}_0, \text{re}}$ und $h_{\underline{l}_1, \text{im}}^i = -h_{\underline{s}_0, \text{im}}$
3. **Start der Iterationsvorschrift:**
 - a) Erfassung von $h_{\underline{s}_k}$
 - b) Berechnung des neuen harmonischen Stroms $h_{\underline{l}_{k+1}}^i$
 - c) Stellen des neuen harmonischen Stroms $h_{\underline{l}_{k+1}}^i$

d) wiederholen ab a) bis Abbruchbedingung erfüllt

Bei jeder Erfassung muss darauf geachtet werden, dass die Messdaten valide sind. Dies wird erreicht, in dem zunächst die Differenz zwischen Soll- und Istwerte der Ströme beobachtet wird. Fallen sie unter eine Schwelle, muss entsprechend dem Tiefpassfilter des Demodulators gewartet werden, um einen gültigen Ausgangswert zu messen. Erst dann kann eine valide Erfassung durchgeführt werden.

Als Abbruchbedingungen sind unterschiedliche Schwellen definiert. Für ein erfolgreiches Abschließen des beschriebenen Vorgehens, muss der Betrag der erfassten harmonischen Größe $|\hat{u}_s|$ kleiner als ein definierter Maximalbetrag sein. Als nicht zielführend wird das Vorgehen abgebrochen, wenn eine gewisse Iterationsgrenze oder ein vorher definierter Maximalbetrag für $|\hat{i}_l|$ überschritten wird.

Beispiel des HCI-Verfahrens

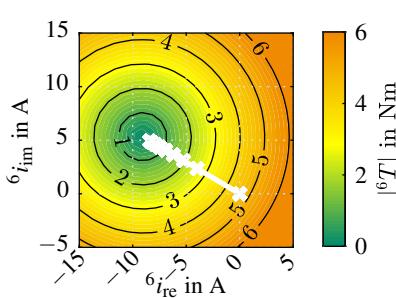
Abbildung 6.5 zeigt mehrere Beispiele des iterativen HCI-Verfahrens für $h = 6$. Zunächst sind in Abbildung 6.5 a) für eine Vielzahl von möglichen Kombinationen aus Real- und Imaginärteil des harmonischen Stroms \hat{i}_l der resultierende Betrag des harmonischen Drehmoments $|\hat{T}|$ als Konturdiagramm dargestellt. In weißen Kreuzen verlaufen die Stationen des HCI-Algorithmus ins Minimum, bis das erfolgreiche Abbruchkriterium erfüllt ist. Das Konturdiagramm gilt für Tr_2 . Für andere Vorgaben der Richtung und Bauchigkeit ergeben sich sowohl ein anderes Konturdiagramm als auch ein anderer Pfad ins Minimum.

Das implementierte HCI-Verfahrens konvergiert für die hier betrachteten Vorgaben aus Tabelle 6.3 für Richtung und Bauchigkeit gleich schnell und benötigt ca. 1,5 s. In dieser Arbeit ist das Ziel der Nachweis der Funktionalität und es wurden keine Maßnahmen zur Beschleunigung des Verfahrens untersucht. In Kapitel 8.2 werden Möglichkeiten dazu diskutiert. Abbildung 6.5 b) zeigt, wie sowohl der Realteil (durchgezogen) als auch der Imaginärteil (gepunktet) des harmonischen Drehmoments \hat{T} zunehmend gedämpft wird. Der dafür notwendige harmonische Strom \hat{i}_l ist in Abbildung 6.5 c) auch als Realteil und Imaginärteil dargestellt.

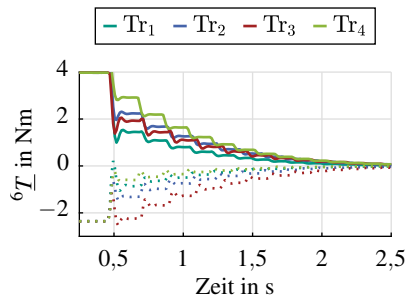
Der harmonische Strom \hat{i}_l wird durch die Ellipsen-Synthese aus dem Blockdiagramm in Abbildung 6.4 in zeitliche d- und q-Ströme übersetzt. Diese können als Stromtrajektorien in Abbildung 6.5 d) in der dq-Stromebene dargestellt werden. Im Gegensatz zu den anderen Stromtrajektorien unterscheidet sich Tr_4 augenscheinlich nicht von den vorherigen. Jedoch dreht sie durch das negative Vorzeichen in der Bauchigkeit andersherum.

Tabelle 6.3: Beispiele für Trajektorie

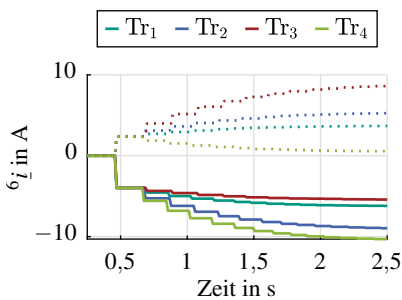
	Tr ₁	Tr ₂	Tr ₃	Tr ₄
γ_{HCI}^*	$\pi/2$	$3\pi/4$	$3\pi/4$	$3\pi/4$
α_{HCI}^*	0	0	0.5	-0.5



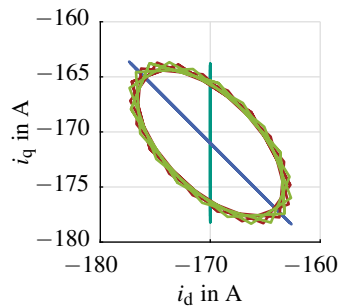
(a) Konturdiagramm des Betrags des harmonischen Drehmoments $|\underline{6T}|$



(b) Verlauf des harmonischen Drehmoments $\underline{6T}$



(c) Verlauf des harmonischen Stroms $\underline{6i}$



(d) Resultierende Stromtrajektorien in der dq-Stromebene

Abbildung 6.5: Beispiel des HCI-Algorithmus: a) Konturdiagramm mit Iterationspfad, b) Drehmoment und c) Strömen für Vorgaben aus Tabelle 6.3, Realteil (durchgezogen) und Imaginärteil (gepunktet), d) resultierende Stromtrajektorien

Kapitel 7

Messergebnisse

In diesem Kapitel werden die Messergebnisse der elektrischen Maschine aus Kapitel 6.3 vorgestellt. Durchgeführt wurden diese auf dem im vorangegangenen Kapitel beschriebenen Prüfstand. Sie dienen der Validierung der in Kapitel 4 vorgestellten neuen HCI-Methode.

Zu Beginn wird die elektrische Maschine ohne HCI vermessen. Dies dient der Charakterisierung der parasitären Effekte im Drehmoment und der Radialbeschleunigung und motiviert die Verwendung von HCI. Dabei werden auch die charakteristischen Betriebspunkte und Drehzahlen ermittelt, bei denen diese Effekte durch die mechanischen Eigenschaften des Aufbaus besonders zum Vorschein treten.

Im nächsten Abschnitt werden auf diese Betriebspunkte die in Kapitel 4 entwickelten HCI-Methoden angewandt, um sowohl die sechste Harmonische des Drehmoments, als auch in der Radialbeschleunigung zu reduzieren. Alle zeitlichen Ordnungen werden, wenn nicht anders angegeben, in elektrischer Zählweise notiert.

7.1 Messungen ohne HCI

Bevor HCI angewandt werden kann, wird die Maschine charakterisiert. Dabei wird sie, abgesehen von der Taktung, mit sinusförmigen Strömen betrieben. Ermöglicht wird dies durch die Verwendung eines winkelabhängigen Reglers aus der Veröffentlichung [63]. Dieser Regler nutzt die Tatsache aus, dass Abweichungen von Sollströmen mit der elektrischen Periodizität immer bei den gleichen Rotor-

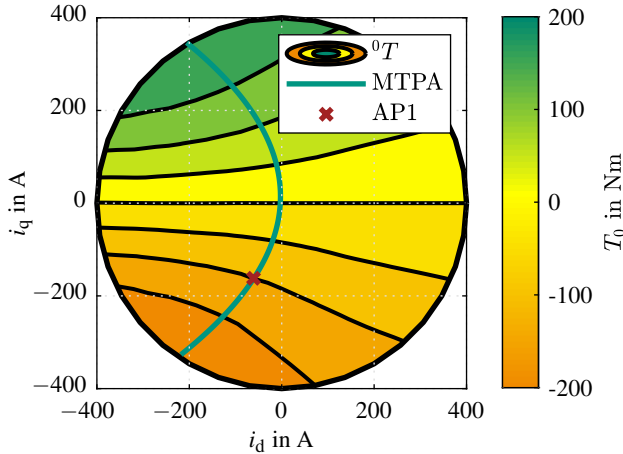


Abbildung 7.1: Grundwellendrehmoment 0T aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises, mit Drehmomenthyperbeln im Abstand von 50 Nm, MTPA-Kurve und Arbeitspunkt (AP)I

winkeln auftreten. Dem Stromfehler wird somit innerhalb weniger Umdrehungen winkelabhängig entgegengewirkt. Daraus resultieren glatte dq-Ströme.

7.1.1 Grundwellendrehmoment

In Abbildung 7.1 wird das Grundwellendrehmoment über die dq-Stromebene dargestellt. Es lässt sich entweder durch Mittlung oder durch eine Fourieranalyse über eine mechanische Periode des zeitlichen Verlaufs berechnen. Da es sich um den Gleichanteil des Signals handelt, müssen keine frequenzabhängige Einflüsse des mechanischen Aufbaus berücksichtigt werden. In dem gezeigten Kennfeld sind zudem die Drehmomenthyperbeln gleichen Drehmoments eingezeichnet. Für jedes Drehmoment existiert ein dq-Strompaar, das den minimalen Strom benötigt. Dieser Punkt wird MTPA-Punkt genannt. Eine Schar dieser Punkte wird zur MTPA-Kurve. Diese Punkte sind für den Betrieb elektrischer Maschinen besonders von Bedeutung, da sie nahe dem Punkt der höchsten Effizienz sind. Die untersuchte Maschine wird vor allem im generatorischen Bereich (dritten Qua-

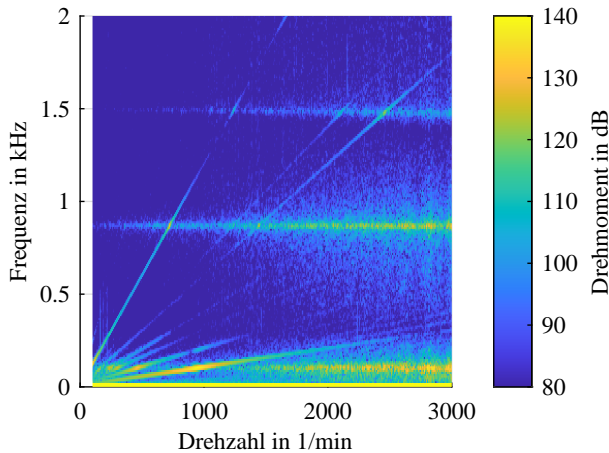


Abbildung 7.2: Campbell-Diagramm der Amplitude des Drehmoment am AP1 während eines Hochlaufs von 100 min^{-1} bis 3000 min^{-1} bezogen auf $1 \mu\text{Nm}$.

drant) betrieben, daher befindet sich der im Weiteren untersuchten Arbeitspunkt AP1 dort.

7.1.2 Drehmomentwelligkeit

Dem Grundwellendrehmoment sind harmonische Drehmomente überlagert. Aufgrund der beschriebenen Charakteristik der Messwelle aus Abschnitt 6.5 und dem mechanischen Aufbau, gestaltet sich die Messung von harmonischen Drehmomenten schwieriger, als vom Grundwellendrehmoment. Am besten lässt sich das frequenzabhängige Verhalten während eines Hochlaufes charakterisieren. Dabei wird die Maschine bei einem konstanten Arbeitspunkt betrieben und gleichzeitig eine Drehzahlrampe durchlaufen. Dafür wird der oben beschriebene AP1 herangezogen.

Abbildung 7.2 zeigt das Amplitudenspektrum des Drehmoments bezogen auf $1 \mu\text{Nm}$ in dB während des Hochlaufes bei dem konstanten AP1. Waagerechte Linien bei oder um eine Frequenz im Spektrum deuten auf mechanische Resonanzen hin. Der Messaufbau hat hier Resonanzen bei ca. 100 Hz, 870 Hz, 1480 Hz. Die Strahlen aus dem Ursprung hingegen resultieren aus elektromagnetischen Anre-

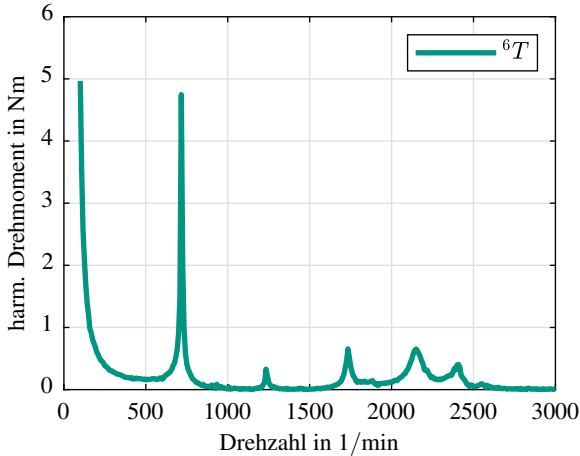


Abbildung 7.3: Ordertrack der sechsten elektrischen Harmonischen des Drehmoments am AP1 während eines Hochlaufs von 100 min^{-1} bis 3000 min^{-1} in Nm.

gungen der Maschine. Die Steigung der Strahlen gibt Auskunft über die Ordnung. Wie in Kapitel 2 beschrieben, sind hier typische Ordnungen Vielfache von $2m = 6$. Niedrigere Ordnungen können aus Asymmetrien oder Extrenzitäten resultieren [64]. Besser lassen sich diese Ordnungen in einem Ordertrack betrachten. Dazu wird die Amplitude einer Ordnung extrahiert und einzeln dargestellt [65]. Die dominante sechste elektrische Ordnung ist dazu nochmals separat in Abbildung 7.3 gezeigt. Der mechanische Aufbau ist für höhere Drehzahlen und somit höhere Frequenzen stark dämpfend. Unterhalb von 1000 1/min existieren zwei Peaks: bei ca. 716 1/min handelt es sich um eine Resonanz, in Richtung 0 1/min um das ungedämpfte harmonische Moment. Es gilt, umso geringer die Drehzahl, desto geringer ist der dämpfende Einfluss des mechanischen Aufbaus. Im Weiteren wird deshalb eine Charakterisierung des harmonischen Drehmoments bei 60 1/min vorgenommen.

Je nach Arbeitspunkt in der dq-Stromebene ist das innere Moment der elektrischen Maschine unterschiedlich stark mit harmonischen Momenten behaftet. Wie stark die Wahl des Arbeitspunktes Einfluss auf das erzeugte harmonische Drehmoment hat, zeigt die Messung in Abbildung 7.4. Hier ist die sechste elektrische Harmonische des Drehmoments $|{}^6T|$ in Nm über die dq-Stromebene dargestellt.

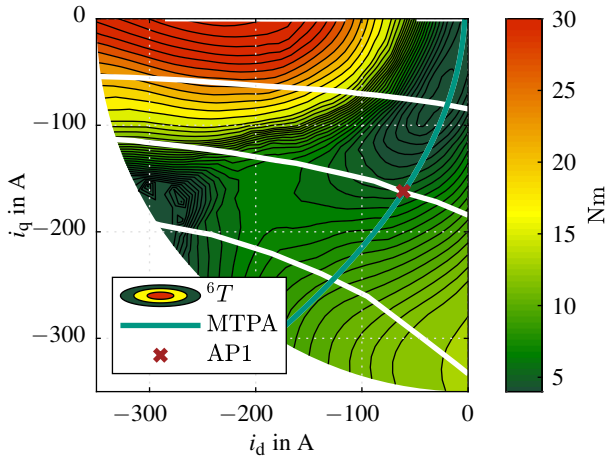


Abbildung 7.4: Harmonisches Drehmoment $|\overset{6}{T}|$ aufgetragen über den dritten Quadranten der dq-Stromebene, mit Drehmomenthyperbeln im Abstand von 50 Nm, MTPA-Kurve und AP1

Zusätzlich sind die Hyperbeln gleichen Drehmoments und die MTPA-Kurve aus Abbildung 7.1 eingezeichnet. Die Messung offenbart ein breites Tal, in welchem $|\overset{6}{T}|$ minimal wird. Die vorher identifizierte MTPA-Kurve befindet sich knapp rechtsseitig des dargestellten Tals, sodass mögliche wirkungsgradoptimale Betriebspunkte nahe dem Minimum befinden. Diese Auslegung erweist sich als vorteilhaft, da an der Spannungsgrenze im Feldschwächbetrieb die Betriebspunkte entlang der Drehmomenthyperbel Richtung höhere negativen d-Ströme und somit zu niedrigeren harmonischen Drehmomenten wandern. Bei niedrigen Grundwellendrehmomenten und starker Feldschwächung kommt es jedoch zu sehr hohen harmonischen Drehmomenten. Dieser Betriebsbereich ist nicht nur an der Spannungsgrenze, sondern auch im Heizmodus von Interesse [66]. Zusammengefasst hat die Drehmomentcharakterisierung gezeigt, das messbare harmonische Drehmoment ist frequenzabhängig und kommt nur bei charakteristischen Drehzahlen zum Vorschein. Vermisst man die Maschine bei sehr niedrigen Drehzahlen, kann man die Frequenzabhängigkeit des mechanischen Aufbaus näherungsweise vernachlässigen. Das entstehende harmonische Drehmoment ist Betriebspunkt abhängig und schwankt entlang der MTPA-Kurve zwischen 5 Nm

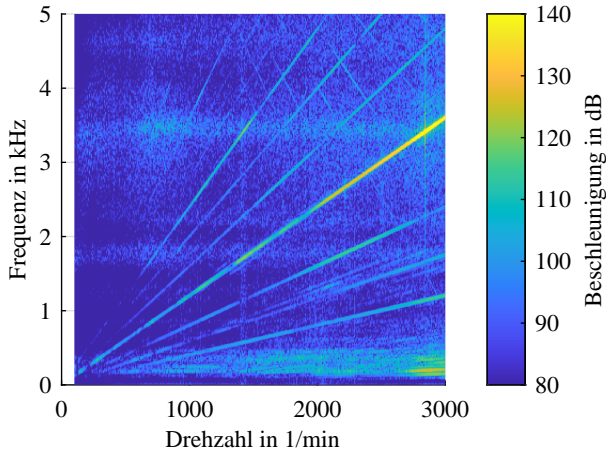


Abbildung 7.5: Campbell-Diagramm der Amplitude der Radialbeschleunigung am AP1 während eines Hochlaufs von 100 min^{-1} bis 3000 min^{-1} bezogen auf $1 \mu\text{m/s}^2$.

und 15 Nm . Durch Feldschwächung kann das harmonische Drehmoment $[\overset{6}{T}]$ bei dieser Maschine teilweise verringert werden. Bei kleinen Grundwellendrehmomenten und großer Feldschwächung kann es jedoch größer 30 Nm betragen. Im Abschnitt 7.2.1 werden die in Kapitel 4 eingeführten Methoden angewandt, um dem identifizierten harmonischen Drehmoment aktiv entgegenzuwirken.

7.1.3 Vibrationen

Wie in Kapitel 2.1 beschrieben, sind die Ursachen für Vibrationen periodische Kräfte. Es gibt zwar eine Grundwellenkraft, entsprechend einer mechanischen Vorspannung, jedoch keine daraus resultierende messbare Beschleunigung oder Vibration. Die interessanten Betriebspunkte sind aus Abschnitt 7.1.1 bekannt. Die charakteristische Drehzahl lässt sich durch einen Hochlauf analog zu Abschnitt 7.1.2 bestimmen. Das Campbell-Diagramm in Abbildung 7.5 zeigt das Amplitudenspektrum der Radialbeschleunigung am Beschleunigungssensor bezogen auf $1 \mu\text{m/s}^2$ in dB während eines Hochlaufs von 100 min^{-1} bis 3000 min^{-1} . Auch hier deuten waagerechte Linien auf eine Resonanz des mechanischen Auf-

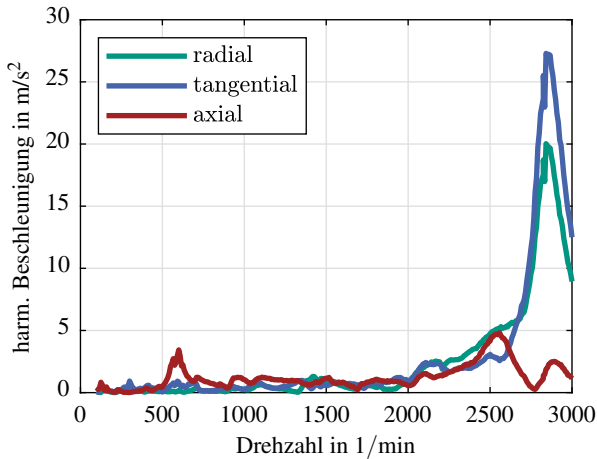


Abbildung 7.6: Ordertrack der sechsten elektrischen bzw. 72. mechanischen Harmonischen der Gehäusevibration am AP1 während eines Hochlaufs von 100 min^{-1} bis 3000 min^{-1} in m/s^2 .

baus hin und Strahlen aus dem Ursprung resultieren aus den entsprechenden elektromagnetischen Anregungen. Wie in Kapitel 2.1 beschrieben, existieren hier typischerweise Anregungen mit temporaler Ordnung h mit vielfachen von 2. Dabei haben die temporalen Ordnungen $h = 6k$ mit $k = 1, 2, \dots$ eine räumliche Verteilung von $\nu = 0$. So erklärt sich auch die hier augenscheinliche dominante sechste Harmonische, die bei 2833 min^{-1} die mechanische Resonanz der atmen- den Mode $r = 0$ trifft.

In Abbildung 7.6 ist der Ordertrack für die sechste Ordnung der Beschleunigung aufgeteilt in die drei Raumrichtungen: radial, tangential und axial separat dargestellt. Anders als bei der Harmonischen des Drehmoments tritt die Auswirkung der Anregung bei hohen Drehzahlen besonders hervor. Bei ca. 2833 min^{-1} laufen die radiale und tangentiale Anregungen gleichzeitig in die Resonanz des Gehäuses. Unterhalb von 2500 min^{-1} kommt es kaum zu Vibrationen. Zu Charakterisierung der resultierenden Vibrationen und damit der anregenden Kräfte wird die Maschine in ihrer Resonanz betrieben. Die Kennfelder in Abbildung 7.7 sind also bei 2833 min^{-1} aufgenommen und stellen die entstehenden Beschleunigungen über die dq-Stromebene dar. Anders als bei der Darstellung des Drehmoments in

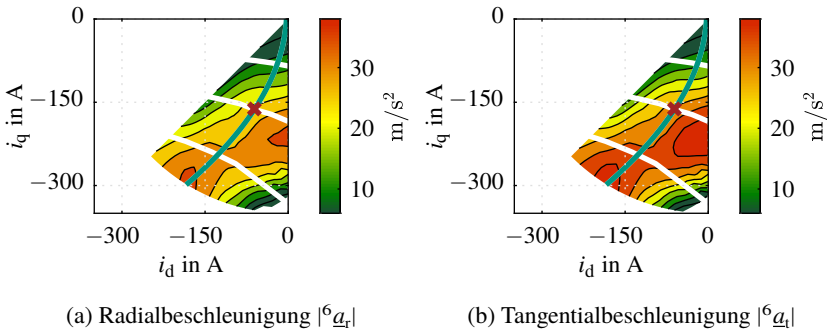


Abbildung 7.7: Sechste harmonische Amplitude der Beschleunigung $|\overset{6}{a}|$ in dB aufgetragen über den dritten Quadranten der dq-Stromebene, mit Drehmomenthyperbeln im Abstand von 50 Nm, MTPA-Kurve und API in Rot

Abbildung 7.4 befindet sich die MTPA-Kurve nicht im Tal der Beschleunigungen, sondern nahe dem Maximum. Gerade im Grunddrehzahlbereich führt dies zu großen Geräuschemissionen. Dieses Verhalten verbessert sich beim Betrieb im Feldschwächbereich, wenn der Arbeitspunkt entlang der Drehmomenthyperbel in Richtung größerer negativer d-Ströme wandert.

Zusammengefasst hat die Untersuchung der Vibrationen gezeigt, dass elektromagnetische Kraftanregungen nur bei charakteristischen Drehzahlen zum Vorschein kommen. Betreibt man die Maschine in ihrer Resonanzdrehzahl, kann man die Auswirkungen auf die Vibrationen über die dq-Stromebene vermessen. Die MTPA-Kurve liegt nahe dem Maximum der Vibrationen und kann bis zu 37 m/s^2 betragen. Durch Feldschwächung können die tangentielle und radiale Kraftanregung und damit die Beschleunigungen teilweise verringert werden. Im Abschnitt 7.2.2 werden die in Kapitel 4 eingeführten Methoden angewandt, um den identifizierten Vibrationen aktiv entgegenzuwirken.

7.2 Messungen mit HCI

Nachdem im vorherigen Abschnitt sowohl die Maschinenparameter für einen optimalen Betrieb, als auch das Verhalten der parasitären Effekte unter sinus-

förmiger Bestromung identifiziert wurden, wird nun die in Kapitel 4 erarbeitete Methode angewandt. Besonders vorteilhaft wird HCI bei den Betriebspunkten verwendet, bei denen die parasitären Effekte, wie harmonisches Drehmoment oder Vibrationen, stark zum Vorschein kommen. In diesem Fall, bei der jeweiligen charakteristischen Drehzahl aus Abschnitt 7.1.2 und Abschnitt 7.1.3.

7.2.1 HCI zur Dämpfung der Drehmomentwelligkeit

Wie in Kapitel 7.1.2 beschrieben, führen innere Pendelmomente vor allem bei geringen Drehzahlen zu messbaren Auswirkungen. Daher wird HCI bei der für Drehmomente charakteristische Drehzahl von 60 min^{-1} angewandt. Dabei soll primär der sechsten Harmonischen des Drehmoments aus Abbildung 7.4 entgegengewirkt werden. Dazu wird ein harmonischer Strom der sechsfachen Grundfrequenz auf die dq-Stromvorgabe addiert. Wie in Kapitel 4.4.2 beschrieben, existiert dafür eine ganze Lösungsschar.

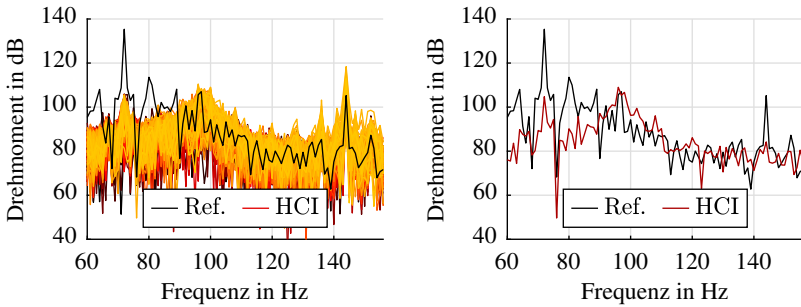
Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene

Die elektrische Maschine wird im Betriebspunkt AP1 vermessen. Alle gefundenen Lösungen lassen sich in der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene darstellen. Jede Stützstelle entspricht einer Vorgabe für eine gewisse Richtung und einer gewissen Bauchigkeit der Stromtrajektorie. Für jede Vorgabe existiert eine Stromtrajektorie, die das Primärziel erfüllt und die sechste Ordnung des Drehmoments dämpft.

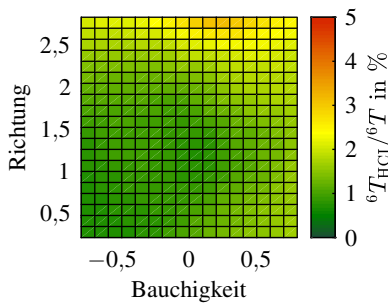
Die Amplitudenspektren des Drehmoments unter Verwendung der gefundenen Lösungen ist in Abbildung 7.8 a) im Frequenzbereich dargestellt. Alle Stromtrajektorien verringern im Vergleich zur Referenzmessung ohne HCI die Amplitude mindestens um 20 dB bei 72 Hz. Diese Frequenz entspricht der sechsten Harmonischen des Drehmoments bei 60 1/min .

Die Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene stellt die isolierte Amplitude bei 72 Hz dar. Abbildung 7.8 c) zeigt die verbleibende sechste Harmonische des Drehmoments bezogen auf die Referenzmessung in Prozent. Im Mittel erreichen alle Lösungen eine Kompensation von 98,5 %. Das setzt die Voraussetzungen, um alle Stromtrajektorie miteinander vergleichen zu können und ermöglicht im nächsten Schritt, auf sekundäre Ziele zu optimieren.

In Kapitel 4.2 wurden mehrere mögliche sekundäre Ziele eingeführt. Nicht alle davon sind in diesem Betriebspunkt von Relevanz. Die gewählte Drehzahl ist mit 1 % der Maximaldrehzahl für eine Optimierung auf die Spannung zu gering. Zudem werden hier noch keine Gehäuseresonanzen angeregt, sodass nicht



(a) Amplitudenspektrum des gemessenen Drehmoments bei 60 min^{-1} bezogen auf $1 \mu\text{Nm}$, alle Lösungen mit HCl und der Referenzmessung ohne HCl
 (b) Amplitudenspektrum des gemessenen Drehmoments bei 60 min^{-1} bezogen auf $1 \mu\text{Nm}$, Auswahl einer Lösung mit HCl



(c) Amplitude der sechsten Harmonischen des Drehmoments in der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene bezogen auf die Referenzmessung

Abbildung 7.8: Messung der Güte von HCl bezüglich des primären Ziels: Dämpfung der sechsten Harmonischen des Drehmoments für alle Richtungs- und Bauchigkeits-Vorgaben als Amplitudenspektrum a),b) und in der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene c)

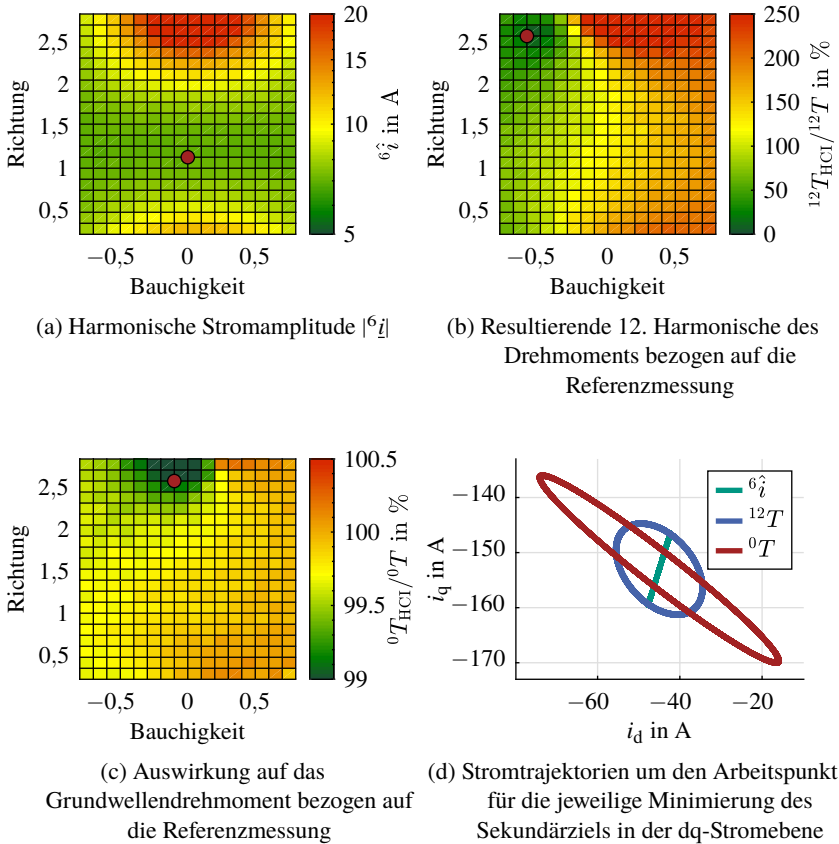


Abbildung 7.9: Mögliche Sekundärziele in der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene mit den jeweiligen roten Markierung im Minimum, sowie die dazugehörigen Trajektorien in der dq-Stromebene

auf Vibrationen optimiert werden kann. In Abbildung 7.9 sind die gemessenen Sekundärziele von Bedeutung dargestellt:

- a) die Amplitude des harmonischen Stroms $|\overset{6}{i}|$,
- b) die resultierende 12. Harmonische des Drehmoments und
- c) der Mittelwert des Drehmoments ${}^0T_{\text{HCl}}$.

Jede der möglichen Sekundärziele kann durch eine Trajektorie in der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene minimiert werden. Die dafür notwendige Stützstelle in der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene ist jeweils rot markiert. Beim Betrieb der elektrischen Maschine mit HCl, um als Primärziel die sechste Harmonische des Drehmoments zu dämpfen, kann nun eine Stromtrajektorie gewählt werden, die zudem eines der Sekundärziele optimiert. Die entsprechenden Stromtrajektorien sind in Abbildung 7.9 d) abgebildet. Sie oszillieren alle um den gleichen Mittelpunkt, dem AP1 aus Abbildung 7.1.

In Abbildung 7.9 a) ist die notwendige harmonische Stromamplitude $|\overset{6}{i}|$ der Trajektorien abgebildet, die das Primärziel erfüllen. Für eine Bauchigkeit von $\alpha_{\text{HCl}} = 0$ spannt diese keine Fläche auf, sondern wird zu einer Geraden in der dq-Stromebene. In der Messung erkennt man, dass die Stromamplitude $|\overset{6}{i}|$ für eine Bauchigkeit von $\alpha_{\text{HCl}} = 0$ stark richtungsabhängig ist. In der Darstellung ist die Richtung markiert, bei der die kleinste Stromamplitude $|\overset{6}{i}|$ notwendig ist. Für diese Richtung hat die Bauchigkeit keinen Einfluss auf das Minimum des notwendigen harmonischen Stroms $|\overset{6}{i}|$. Das bedeutet, das Minimum kann immer mit einer Bauchigkeit von $\alpha_{\text{HCl}} = 0$ erreicht werden. Gleichzeitig lässt sich die stromminimale Richtung grob berechnen, vergl. Kapitel 4.6. Dadurch vereinfacht sich die Suche nach dem Minimum des harmonischen Stroms stark und kann auf die gesamte dq-Stromebene ausgeweitet werden. Darauf wird weiter unten im Detail eingegangen.

Die Stromtrajektorie mit dem geringsten harmonischen Strom $|\overset{6}{i}|$ verursacht jedoch zusätzliche Harmonische der 12. Ordnung des Drehmoments. Hier bestätigt sich die Rechnung aus [E2], dass eine sechste Harmonische des Stroms auch eine 12. Harmonische des Drehmoments beeinflussen kann. Im Amplitudenspektrum aus Abbildung 7.8 b) lässt sich dieses Verhalten ebenfalls beobachten. Die 12. Harmonische entspricht hier 144 Hz. Diese Beeinflussung kann jedoch auch zum Vorteil genutzt und eine Trajektorie vorgezogen werden, die als Sekundärziel die 12. Harmonische des Drehmoments dämpft. Konzentriert man sich im Amplitudenspektrum nur auf die 12. Harmonische des Drehmoments und trägt diese in der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene auf, erhält man Abbildung 7.9 b). Die

rot markierte Stützstelle kennzeichnet eine Stromtrajektorie, die zusätzlich zum Primärziel die 12. Harmonische des Drehmoments minimiert. Ihr Amplitudenspektrum ist zusätzlich in Abbildung 7.8 gezeigt. Beiden Stromtrajektorien sind im Vergleich in Abbildung 7.9 d) dargestellt.

In dieser Abbildung sticht die Trajektorie mit der größten Amplitude heraus. Sie hat den deutlichsten Einfluss auf das Grundwellendrehmoment. Entfernt sich der Arbeitspunkt entlang der Trajektorie stark vom Betriebspunkt und ist das Drehmoment in der dq-Stromebene nichtlinear, entspricht der Mittelwert des Drehmoments nicht mehr genau dem gewünschten Drehmoment. In der in Abbildung 7.9 c) markierten Stützstelle, verringert sich das Drehmoment um ca. 1 %.

dq-Stromebene

Es können für den gesamten Betriebsbereich die Stromtrajektorien gefunden werden, die ein primäres und ein sekundäres Ziel optimieren. Besonders von Interesse sind die Stromtrajektorien, die mit möglichst geringem Strom die sechste Harmonische des Drehmoments aus Abbildung 7.4 bis auf wenige Prozent reduzieren. Wie oben beschrieben findet sich diese auch immer mit der Bauchigkeit von $\alpha_{\text{HCI}} = 0$, wodurch eine Suche in der gesamten dq-Stromebene durch die Einschränkung von Möglichkeiten stark vereinfacht wird. Für den generatorischen Betriebsbereich ist die dafür gemessene minimale Stromamplitude und die jeweilige Trajektorie in Abbildung 7.10 dargestellt. Daraus lässt sich gut beobachten, dass die Stromtrajektorien in Richtung des größten Drehmomentgradientens die geringste harmonische Stromamplitude $|i^6|$ benötigen. Daraus resultiert, dass die Stromtrajektorien in den Betriebspunkten auf der MTPA-Kurve grob in Richtung der MTPA-Kurve verlaufen. Dies deckt sich mit den Erkenntnissen aus dem Kapitel 4.4.3.

7.2.2 HCI zur Dämpfung der Vibrationen

Im Gegensatz zum vorherigen Abschnitt treten Vibrationen vor allem bei höheren Drehzahlen auf. Die charakteristische Drehzahl für Vibrationen wurde in Kapitel 7.1.3 mit ca. 2833 min^{-1} bestimmt. Da hier die Auswirkungen harmonischer Kraftanregungen der atmenden Mode besonders stark zum Vorschein treten, wird die in Kapitel 4 vorgestellte Methode nahe dieser Drehzahl am AP1 angewandt. Analog zu HCI mit Primärziel harmonische Anteile des Drehmoments zu dämpfen, werden nun harmonische Ströme der sechsfachen Grundfrequenz überlagert, um der Kraftanregungen der atmenden Mode entgegenzuwirken.

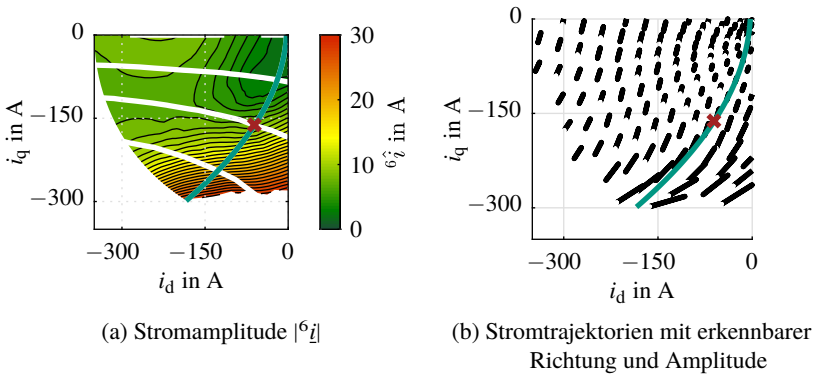


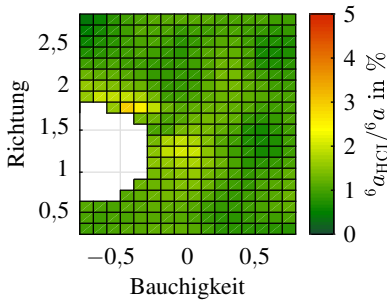
Abbildung 7.10: HCI im generatorischen Betriebsbereich mit Primärziel Dämpfung der sechsten Ordnung des Drehmoments um 20 dB und Sekundärziel Minimierung der Stromamplitude $|i_6^z|$ mit Markierung des API in Rot

Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene

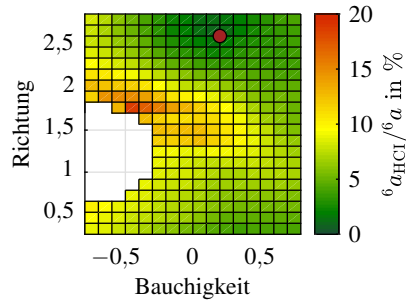
Wie im vorherigen Abschnitt, existiert eine ganze Lösungsschar, die das Primärziel erreicht. Alle möglichen Stromtrajektorien können wieder durch ihre Richtung und Bauchigkeit beschrieben werden. Abbildung 7.11 a) zeigt dabei, wie groß die verbleibende Radialbeschleunigung resultierend aus der sechsten harmonischen Kraftanregung unter der Verwendung von HCI bezogen auf die Referenzmessung in Prozent ist. Im Mittel können die Vibrationen um 98 % reduziert werden. Das Primärziel wird folglich mit großer Güte erreicht, sodass ein Vergleich der unterschiedlichen Stromtrajektorien und Optimierung auf das Sekundärziel möglich ist.

In Kapitel 4.2 wurden mehrere mögliche sekundäre Ziele eingeführt. Bei der verwendeten Drehzahl zur Minderung der Radialbeschleunigung, können keine harmonischen Drehmomente gemessen werden. Die gemessenen Sekundärziele sind in Abbildung 7.11 b) bis d) dargestellt:

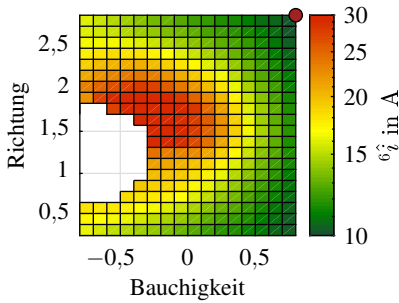
- b) die Tangentialbeschleunigung,
- c) die Amplitude des harmonischen Stroms $|i_6^z|$ und
- c) die Spannungsüberhöhung.



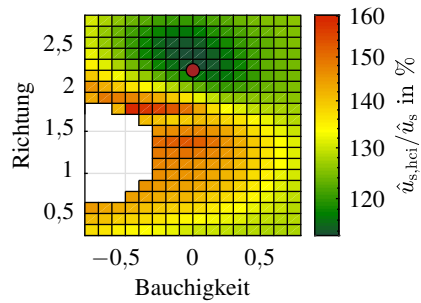
(a) Primärziel: Amplitude der sechsten Harmonischen in der Radialbeschleunigung bezogen auf die Referenzmessung



(b) Sekundärziel: Amplitude der sechsten Harmonischen in der Tangentialbeschleunigung bezogen auf die Referenzmessung



(c) Sekundärziel: harmonische Stromamplitude $|\hat{i}_i^6|$



(d) Sekundärziel: maximalen induzierte Spannung bezogen auf die Referenzmessung

Abbildung 7.11: Güte des primären Ziels und mögliche Sekundärziele über die Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene bei HCl zur Dämpfung der sechsten Harmonischen in der Radialbeschleunigung, Minimum markiert jeweils in Rot

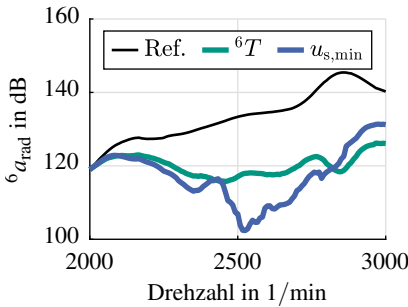
Wie in Kapitel 4.6 beschrieben, ist eine Entkopplung zwischen radialer- und tangentialer harmonischer Kraftanregung möglich, sodass mit HCI beide gleichzeitig bis auf wenige Prozent gedämpft werden können. Abbildung 7.11 b) zeigt für jede Stützstelle der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene die sechste Harmonische der Tangentialbeschleunigung, bezogen auf die Referenzmessung ohne HCI. Dabei ist zu beobachten, dass alle Trajektorien eine Verringerung um mindestens 80 % verursachen. Hier wird von einer mechanischen Kopplung zwischen radialer Kraftanregung und tangentialer Beschleunigung ausgegangen. Dennoch existiert eine Trajektorie, die sowohl Radial- als auch Tangentialbeschleunigung bis auf wenige Prozent auslöscht. Die Stützstelle in der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene, die das erreicht, ist in Abbildung 7.11 b) rot markiert.

Im Allgemeinen fällt diese Stützstelle nicht mit der Stützstelle des geringsten notwendigen harmonischen Stroms aus Abbildung 7.11 c) aufeinander. Analog zum Abschnitt 7.2.1 benötigt jede Stromtrajektorie eine andere harmonische Stromamplitude. Je nachdem, was im aktuellen Betriebspunkt Priorität hat, kann entweder das Sekundärziel, niedriger harmonischer Strom, oder keine Tangentialbeschleunigung bedient werden.

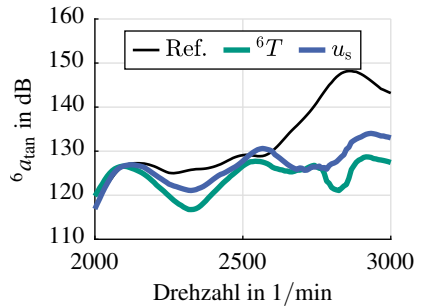
Anders als beim HCI gegen die sechste Harmonische des Drehmoments beträgt die Drehzahl im Betrieb nahe der Gehäuseresonanz ca. 47 % der Maximaldrehzahl. Bei dieser Drehzahl befindet man sich je nach Drehmoment nahe der Spannungsgrenze. So ist diese ein weiteres bedeutsames Sekundärziel. In Abbildung 7.11 d) ist die maximale induzierte Spannung unter Verwendung von HCI bezogen auf die Referenzmessung ohne HCI für jede Stützstelle in der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene in Prozent dargestellt. Im leeren Bereich aller Darstellungen aus Abbildung 7.11 würde die maximale induzierte Spannung die Zulässige überschreiten, so dass unter diesen Vorgaben kein HCI möglich ist. Im Vergleich zwischen der Trajektorie mit minimaler Stromamplitude und minimaler Spannung spart man 13 % an Spannung ein. Das bedeutet, dass die richtige Wahl der Stromtrajektorie den Betrieb in Richtung der Spannungsgrenze erweitert [E3].

7.2.3 HCI zur Dämpfung der Drehmomentwelligkeit und der Vibrationen

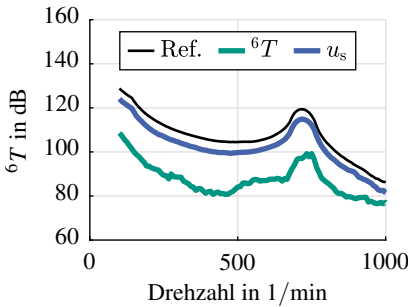
Abschließend wird eine Stromtrajektorie gesucht, die sowohl die sechste Harmonische des Drehmoments, als auch die sechste Harmonische in der Radialbeschleunigung minimiert. Da die parasitären Effekte im Drehmoment und der Vibration bei der untersuchten Maschine nicht bei der gleichen Drehzahl auftreten, wird eine Stromtrajektorie identifiziert und dann während einer Beschleunigung der



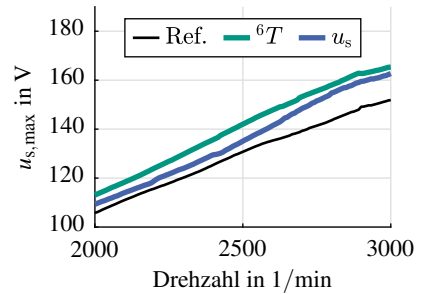
(a) sechste Harmonische der Radialbeschleunigung in dB



(b) sechste Harmonische der Tangentialbeschleunigung in dB



(c) sechste Harmonische des Drehmoments in dB



(d) maximale induzierte Spannung

Abbildung 7.12: Hochlauf mit HCI für Primärziel Dämpfung der Radialbeschleunigung und Sekundärziele Minimierung der sechsten Harmonischen des Drehmoments 6T und der maximalen induzierten Spannung u_s

Maschine von 100 min^{-1} auf 3000 min^{-1} konstant gehalten. Die Identifikation der richtigen Trajektorie wird sowohl bei der charakteristischen Drehzahl für das Drehmoment als auch bei der für die Vibrationen durchgeführt.

Im Kapitel 4.6 werden zwei Gradienten bestimmt, um die harmonische Drehmomenterzeugung und die harmonische Radialkraftherzeugung zu entkoppeln. Anschließend kann die Trajektorie berechnet werden, die beide Ziele erfüllt. Da man die Radialkraft nicht messen kann, erweist sich dieses Vorgehen am Prüfstand als schwierig. Unter der Annahme, dass die Aussage aus dem Kapitel stimmt, lässt sich die Trajektorie jedoch anders finden. Dazu vergleicht man alle Stromtrajektorien aus 7.2.1 mit denen aus 7.2.2. Sollte es nun eine Lösung geben, existiert die gesuchte Trajektorie in beiden Lösungsscharen.

Genau dies ist für die Stromtrajektorie mit der Bezeichnung 6T der Fall. In der Abbildung 7.12 sind insgesamt drei Hochläufe mit demselben Betriebspunkt AP1 gezeigt, sie unterscheiden sich jedoch in der überlagerten Stromtrajektorie. Die Referenzmessung (Ref.) wurde ohne HCI, also mit glatten dq-Strömen durchgeführt. Den beiden anderen Messungen wurde jeweils eine Stromtrajektorie überlagert. Die Messung 6T minimiert sowohl die sechste Harmonische der Radialbeschleunigung als auch des Drehmoments. Zum Vergleich wurde eine weitere Trajektorie u_s ausgewählt, die die induzierte Spannung im Vergleich zu 6T minimiert.

Abbildung 7.12 a) zeigt, dass bei der Identifikation in der charakteristischen Drehzahl beide Stromtrajektorien in gleichem Maße die Radialbeschleunigung um ca. 20dB dämpfen. Da nach der Identifikation die Stromtrajektorien konstant bleiben, verhält sich die sechste Harmonische in der Radialbeschleunigung während des Hochlaufs unterschiedlich. Unterhalb von 2000 min^{-1} ist die gemessene Radialbeschleunigung zu gering, um ihr mit HCI entgegenzuwirken. Daher ist die Darstellung auf den Bereich 2000 min^{-1} bis 3000 min^{-1} vergrößert.

In Abbildung 7.12 b) ist die Tangentialbeschleunigung dargestellt. Darauf lässt sich erkennen, dass die Stromtrajektorie, die das harmonische Drehmoment minimiert, auch die Tangentialbeschleunigung minimiert.

Wie zu erwarten, zeigt die Messungen in Abbildung 7.12 c), dass die Trajektorie 6T die sechste Harmonische des Drehmoments um ca. 20dB dämpft. In dieser Darstellung ist der Bereich bis 1000 min^{-1} vergrößert dargestellt, da bis hier der Frequenzgang der Drehmomentmesswelle eine Messung erlaubt. Im Vergleich dazu zeigt die Stromtrajektorie u_s während eines Hochlaufs in Abbildung 7.12 d), dass die maximale induzierte Spannung zwar größer als die Referenzmessung ohne HCI ist, jedoch immer kleiner, als die andere Stromtrajektorie.

7.2.4 Zusammenfassung der Messergebnisse

Zusammengefasst konnte gezeigt werden, dass es mehrere Lösungen gibt, ein primäres Ziel zu erreichen. Alle Lösungen können in der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene dargestellt werden. Die Lösungen unterscheiden sich somit durch ihre Stromtrajektorie, die unterschiedlich große Flächen aufspannen und in unterschiedliche Richtungen gedreht sind. Dadurch unterscheiden sich diese Lösungen durch weitere Einflüsse, die sie auf sekundäre Ziele haben. Dies ermöglicht die Optimierung darauf. In 7.2.1 und 7.2.2 wurden direkt messbare Sekundärziele wie: harmonische Stromamplitude, höhere Harmonische des Drehmoments, Grundwellendrehmoment, induzierte Spannung und Tangentialbeschleunigung untersucht.

Da sich harmonische Drehmomente und harmonische Radialkräfte durch HCI getrennt voneinander erzeugen lassen und die Lösungsscharen vollständig sind, lässt sich auch eine Trajektorie finden, die beides optimiert: Die sechste Harmonische des Drehmoments wird bei 100 min^{-1} und die sechste Harmonische in der Radialbeschleunigung wird bei 2833 min^{-1} um 20dB gedämpft.

Kapitel 8

Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird eine Methode zur Reduzierung von Vibrationen und Drehmomentwelligkeiten von permanenterregten Synchronmaschinen entwickelt. Dazu werden zusätzliche harmonische Ströme auf die Phasenströme aufgeprägt. Die Ergebnisse dieser Arbeit sind im Folgenden zusammengefasst.

8.1 Zusammenfassung und Ergebnisse der Arbeit

Für die Auslegung von elektrischen Maschinen für den Traktionsbereich gelten viele Randbedingungen. Eine davon strebt die Reduzierung von Drehmomentwelligkeiten, Vibrationen und Geräuschen an. Allgemein führt eine größere Anzahl an Randbedingungen zu einem stärker begrenzten Lösungsraum. Mit HCI lässt sich eine Reduzierung von Drehmomentwelligkeiten, Vibrationen und Geräusche durch die Ansteuerung erreichen und beschränkt somit nicht den Lösungsraum der Auslegung.

Zu Beginn werden die Ursachen von Vibrationen analytisch untersucht. Diese können auftreten, wenn eine passende Kraft ein schwingungsfähiges mechanisches System anregt. Passend ist eine Kraft, die sowohl in ihrer räumlichen Verteilung als auch zeitlichen Frequenz mit einer Eigenmode übereinstimmt. Anhand der analytischen Betrachtung wird das Auftreten von räumlichen und zeitlichen Kraftanregungen erklärt. Daraus wird abgeleitet, wie harmonische Ströme neue zeitliche Ordnungen, ausgehend von bestehenden Kraftanregungen, hervorrufen. Die neu entwickelte HCI-Methode macht sich diesen Mechanismus zunutze und wirkt störenden Kraftanregungen durch eine Superposition mit harmonischen Kraftanregungen entgegen. Mit dem analytischen Ansatz wird zudem herausge-

arbeitet, für welche Kraftanregungen dieser Mechanismus wirksam ist und für welche nicht.

Die modellhaften Beschreibungen der Flüsse, Spannungen und Ströme von elektrischen Maschinen werden um die konzentrierten Zahnkräfte erweitert. Für die betrachtete Maschine wird dieses Modell mittels FEM parametrisiert. Dabei werden die nichtlinearen Effekte durch Strom- und Winkelabhängigkeit berücksichtigt. Das Modell bildet die Auswirkung von harmonischen Strömen auf die Kraftordnungen ab. Die neue HCI-Methode baut darauf auf. Die Definition der Ströme als Ellipse mit vier Parameter ist so gewählt, dass zwei Freiheitsgrade entstehen. Diese spannen die Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene auf, in welcher zusätzlich zu einem primären Ziel sekundäre Größen optimiert werden können. Bei der betrachteten Maschine kann die Erzeugung von harmonischem Drehmoment und Radialkraft entkoppelt werden. Als Gütemaß für diese Entkopplung wird der Winkel $\Delta\gamma$ definiert.

In einer Optimierungsrechnung mittels statistischer Versuchsplanung wird der Einfluss von HCI auf die Auslegung der betrachteten Maschine herausgearbeitet. Hierfür wird angenommen, dass HCI die störenden Vibrationen durch die Drehmomentwelligkeiten und die Radialkräfte reduzieren kann. Somit werden diese Randbedingung in der Optimierungsrechnung nicht mehr berücksichtigt und der Lösungsraum erweitert. Für die betrachtete Maschine kann dadurch 34 % Magnetmasse eingespart werden. Dieser Ansatz wird daraufhin für alle Synchronmaschinen untersucht.

Die Rotorparameter-Ebene ordnet alle Synchronmaschinen entsprechend ihres Permanentmagnetflusses und ihrer Schenklichkeit ein. In der Rotorparameter-Ebene fasst eine Linie alle für den Traktionsantrieb optimale Auslegungen zusammen. Das Gütemaß $\Delta\gamma$ für die Entkopplung von Drehmoment und Radialkraft wird für die Rotorparameter-Ebene abgeschätzt. Es kann gezeigt werden, dass für alle optimalen Maschinen entlang der Linie eine Entkopplung möglich ist. Somit kann HCI für diese Maschinen den Lösungsraum der Optimierung erweitern.

Abschließend wird anhand der untersuchten Maschine die Wirksamkeit der neuen HCI-Methode auf dem Prüfstand bewiesen. Um alle Freiheitsgrade der Ellipse zu untersuchen, wird der HCI-Algorithmus auf einer echtzeitfähigen Plattform implementiert. Tabelle 8.1 fasst alle Kombinationen aus primären und sekundären Zielen zusammen, die am Prüfstand erfolgreich nachgewiesen werden konnten. Die entwickelte HCI-Methode ist somit eine effektive Möglichkeit, die Vibrations- und Geräuschemissionen der elektrischen Maschine positiv zu beeinflussen. Der zusätzliche Freiheitsgrad dieser Methode ermöglicht die gleichzeitige Dämpfung der Radialbeschleunigung $|\overset{\circ}{a}|$ und Drehmomentharmonischen $|\overset{\circ}{T}|$ um 98 %. Ist dies nicht notwendig, wird der zusätzliche Freiheitsgrad dazu verwendet,

Tabelle 8.1: Übersicht aller am Prüfstand nachgewiesenen Kombinationen aus Primär- und Sekundärziel, abgekürzt durch prim und sek. Bei Angabe einer Prozentzahl konnten beide Ziele bis zum angegebenen Wert eliminiert werden.

		sek					
prim		$ \underline{I}^6 $	$ \underline{a}_t^6 $	$ \underline{I}^{12} $	$\min\{ \underline{I}^6 \}$	$\min\{u_s\}$	$\min\{ \underline{I}^0 \}$
$ \underline{I}^6 $		-	-	98 %	✓	-	✓
$ \underline{a}_t^6 $		98 %	98 %	-	✓	✓	-

den Einflussbereich von HCI zu maximieren. Hierfür wird als Sekundärziel der notwendige harmonische Strom oder die notwendige Spannung minimiert.

8.2 Ausblick

Die theoretischen und praktischen Erkenntnisse der vorliegenden Arbeit dienen als Grundlage weiterer Entwicklungen.

weitere Maschinentypen

Die Anwendbarkeit von HCI und die Entkopplung von Drehmoment- und Kraftbildung wurde in der Rotorparameterebene für alle permanenterregten Synchronmaschinen dargestellt. Darin finden sich auch synchrone Reluktanzmaschinen oder Axialflussmaschinen wieder. Beides sind jedoch andere Maschinentypen, bei denen die vorgeschlagene HCI-Methode einer Validierung bedarf.

Für fremderregte Synchronmaschinen müssen die Modelle um den Einfluss des Erregerstroms erweitert werden. Durch die Möglichkeit, Harmonische auf den Rotorstrom aufzuprägen, ergeben sich zusätzliche Freiheitsgrade. Die Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene kann durch einen zusätzlichen Parameter die Rotorstromebene mit abbilden.

Durch eine geeignete modellhafte Beschreibung der Asynchronmaschine im Rotorbezugssystem kann die entwickelte HCI-Methode auch für diese Maschinen erweitert werden.

Weiterentwicklung der HCI-Methode

Der in dieser Arbeit vorgestellte HCI-Algorithmus arbeitet mit einem iterativen Verfahren. Bei der untersuchten Maschine benötigt dies zwischen 1 s und 10 s um

zu konvergieren. Dieses Verfahren kann durch die Wahl eines geeigneten Reglers zur Minimierung der Drehmomentwelligkeit oder der Vibration beschleunigt werden. Ein weiterer möglicher Lösungsansatz zur Beschleunigung dieses Vorgehens stellt eine einmalige Charakterisierung und Speicherung der Ergebnisse dar. Entsprechend des gewählten Arbeitspunktes und den primären und sekundären Zielen wird der notwendige harmonische Strom vorgesteuert. Eine Analyse der Toleranzen von mehreren Maschinen klärt auf, ob dies einmal oder als „End-of-Line-Test“ erfolgen muss. Mit diesem Ansatz würde auch die Notwendigkeit eines Sensors für die Radialbeschleunigung der Maschine entfallen.

Geräusche durch fertigungsbedingte Toleranzen

Sowohl in der analytischen Herleitung, als auch im entwickelten Modell der Kräfte, wird von einer idealen Maschine ausgegangen. Als Resultat ergeben sich in Raum und Zeit abgegrenzte Kraftanregungen. Bedingt durch Toleranzen in der Fertigung der elektrischen Maschine kommen ausgehend der beschriebenen Kraftanregungen zusätzliche Kraftanregungen hinzu. Diese „verschmieren“ die idealen Kraftanregungen. Erfüllt die ausgehende ideale Kraftanregung die HCI Bedingungen, kann untersucht werden, ob auch die toleranzbedingten Kraftanregungen eliminiert werden können.

Kapitel A

Anhang

A.1 dq-Transformation von Oberschwingungen

Die dq-Transformation ist mit Gleichung 3.3 definiert. Oberschwingungen können auf die Art und Weise in Gleichung 2.30 dargestellt werden. Setzt man beispielsweise eine Harmonische h im Strom in die Transformation ein, erhält man:

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h\hat{i} \cdot \cos(h(\omega t) + \varphi_h) \\ h\hat{i} \cdot \cos(h(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \varphi_h) \\ h\hat{i} \cdot \cos(h(\omega t + \frac{4\pi}{3}) + \varphi_h) \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Durch Ausmultiplizieren erhält man für den Gleichtaktanteil:

$$i_0(t) = \frac{h\hat{i}}{3} \left[\cos(h(\omega t) + \varphi_h) + \cos(h(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \varphi_h) + \cos(h(\omega t + \frac{4\pi}{3}) + \varphi_h) \right]$$

Setzt man darin den trigonometrischen Zusammenhang¹ ein und sortiert das Ergebnis, finde man den Ausdruck

$$i_0(t) = \frac{h\hat{i}}{3} \cos(h\omega t + \varphi_h) \left[1 + \cos\left(h\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(h\frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{A.2})$$

$$- \sin(h\omega t + \varphi_h) \left[\sin\left(h\frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(h\frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{A.3})$$

Erlaubt man für h nur ganze Zahlen, wird die zweite Zeile immer zu null. Für die eckige Klammer in der ersten Zeile gilt:

$$1 + \cos\left(h\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(h\frac{4\pi}{3}\right) = \begin{cases} 3, & \text{wenn } h = 3k \text{ mit } k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3... \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

Der Gleichtaktanteil existiert also nur für Harmonische, die ein Vielfaches von drei sind und besteht dann aus:

$$i_0(t) = h\hat{i} \cdot \cos(h\omega t + \varphi_h) \quad \text{für } h = 3k \text{ mit } k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3... \quad (\text{A.5})$$

Für den Realteil kann man analog vorgehen:

$$i_d(t) = \frac{h\hat{i}}{3} \left[\cos(\omega t) \cos\left(h(\omega t) + \varphi_h\right) + \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(h\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \varphi_h\right) + \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(h\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) + \varphi_h\right) \right]$$

¹ $\cos(a + b) = \cos(a) \cos(b) - \sin(a) \sin(b)$

Verwendet man den trigonometrischen Zusammenhang² und sortiert das Ergebnis, erhält man

$$i_d(t) = \frac{h\hat{i}}{3} \left[\begin{aligned} &\cos((\omega t)(1-h) - \varphi_h) + \cos((\omega t + 2\frac{\pi}{3})(1-h) - \varphi_h) \\ &+ \cos((\omega t + 4\frac{\pi}{3})(1-h) - \varphi_h) + \\ &\cos((\omega t)(1+h) + \varphi_h) + \cos((\omega t + 2\frac{\pi}{3})(1+h) + \varphi_h) \\ &+ \cos((\omega t + 4\frac{\pi}{3})(1+h) + \varphi_h) \end{aligned} \right]$$

Diese Form erinnert stark an Gleichung A.4. Hier muss jedoch $h \pm 1 = 3k$ beziehungsweise $h = 3k \mp 1$ gelten, damit es eine von null verschiedene Lösung gibt. Setzt man den äquivalenten trigonometrischen Zusammenhang³ für den Imaginärteil ein und berücksichtigt die Erkenntnis aus dem Gleichtaktanteil, ergibt sich:

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = h\hat{i} \begin{bmatrix} \cos(\tilde{h}\omega t - \varphi_h) \\ -\sin(\tilde{h}\omega t - \varphi_h) \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

In dieser Gleichung ist $\tilde{h} = h \pm 1 = 3k$. Im Sonderfall der Grundwelle, also mit $h = 1$, ergibt sich ein $\tilde{h} = 0$ und die Gleichung wird zu:

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} = h\hat{i} \begin{bmatrix} \cos(\varphi_h) \\ \sin(\varphi_h) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Die Grundwelle wird entsprechend dem Vorsteuerwinkel φ_h zu einem Gleichanteil in den dq-Strömen. Es entsteht keine Gleichtaktkomponente.

Zusammengefasst bedeutet das:

- $h = 3k$: durch drei teilbare Harmonische wirken als Gleichtaktanteil,
- $h = 3k + 1$: Harmonische im statorfesten Koordinatensystem, welche über einer durch drei teilbaren sind, werden um eine Ordnung im rotorfesten Koordinatensystem reduziert,

² $\cos(a)\cos(b) = [\cos(a-b) + \cos(a+b)]/2$

³ $\sin(a)\sin(b) = [\cos(a-b) - \cos(a+b)]/2$

- $h = 3k - 1$: Harmonische im statorfesten Koordinatensystem, welche unter einer durch drei teilbaren sind, werden um eine Ordnung im rotorfesten Koordinatensystem erhöht.

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

A/D-Wandler	Analog-Digital-Wandler
AFE	Active Front End
AP	Arbeitspunkt
BEV	Battery Electric Vehicles, aus dem engl. "Batterie elektrischen Fahrzeuge"
DBS	Drehstrombrückenschaltungen
DMS	Dehnungsmessstreifen
DUT	Device Under Test
ERP	äquivalent abgestrahlte Leistung
ETI	Elektrotechnisches Institut
FEM	Finite-Elemente-Methode
FFT	schnelle Fourier-Transformation
FPGA	Field Programmable Gate Array
ggT	größten gemeinsamen Teiler
HCI	Harmonische Stromeinprägung, engl. "Harmonic Current Injection"
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
kgV	kleinste gemeinsame Vielfache
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
LAM	Last Maschine
MTPA	Maximum Torque Per Ampere
PKW	Personenkraftwagen
PSM	permanentenerregten Synchronmaschine

SoC System on a Chip

Formelzeichen

Griechische Formelzeichen

α_{HCI}	Bauchigkeit der Stromellipse
γ	elektrischer Winkel entlang des Luftspaltes
$\Delta\gamma$	Winkeldifferenz, Gütemaß zur Entkopplung harmonischer Radialkraft- und Drehmomentenerzeugung
γ_F	Richtung in welcher nur harmonische Radialkraft erzeugt wird
$\gamma_{F,\text{max}}$	Richtung in höchste Radialkraftgradient
γ_{HCI}	Winkel der Stromellipse zur positiven d-Achse
γ_r	Rotorlagewinkel
γ_T	Richtung in welcher nur harmonisches Drehmoment erzeugt wird
$\gamma_{T,\text{max}}$	Richtung in höchsten Drehmomentgradient
δ	Luftspaltbreite
ζ	Schenkligkeit, Verhältnis aus d und q Induktivität
η	Wirkungsgrad
Θ	Durchflutung
λ	räumliche Ordnung einer Flussdichtewelle des Stators
μ_0	magnetische Feldkonstante
μ_{fe}	Permeabilität im Eisen
μ_{Luft}	Permeabilität in Luft
μ_r	materialabhängige Permeabilitätszahl
μ	Permeabilität
μ	räumliche und zeitliche Ordnung einer Flussdichtewelle des Rotors
ν	räumliche Ordnung einer Kraftdichtewelle
ν_{max}	größte abbildbare Raumordnung
ξ	mechanische Dämpfung des Stators
ρ_S	Dichte des Statorblechs
ρ_L	Dichte der Luft
σ	Kraftdichte, mechanische Spannung
$h_v \hat{\sigma}_{r,t}$	Amplitude einer Kraftdichtewelle mit Raum- bzw. Zeitordnung (ν, h)

σ_r	Kraftdichte in radialer Richtung
σ_t	Kraftdichte in tangentialer Richtung
τ_p	Polteilung
Ψ	Flussverketzung
Ψ_{pm}	Flussverketzung des Permanentmagnets
ω	elektrische Winkelgeschwindigkeit

Lateinische Formelzeichen

A	Strombelag
a	Momentanwert der Beschleunigung
\underline{a}	komplexes Spektrum der Beschleunigung
A_s	Mantelfläche des Stators
B	Flussdichte
B_{am}	Statorfeld
B_{pm}	Rotorfeld
b_N	Nutbreite
B_r	Flussdichte in radialer Richtung
B_t	Flussdichte in tangentialer Richtung
c_L	Schallgeschwindigkeit in Luft
E_S	Elastizitätsmodul des Stators
\vec{F}	Kraftvektor
f	elektrische Frequenz
f_g	Grenzfrequenz
f_h	mechanische Frequenz einer h. Ordnung
f_{LE}	Taktfrequenz der Leistungselektronik
f_r	Resonanzfrequenz der r. Schwingungsmode des Stators
f_s	Taktfrequenz der Regelperiode
F_Z	konzentrierte Zahnkraft
H	Feldstärke
h	elektrische zeitliche Ordnung
${}_v H_a(f)$	mechanische Übertragungsfunktion für die Beschleunigung
${}_v H_{ERP}(f)$	mechanische Übertragungsfunktion für die äquivalent abgestrahlte Schallleistung
${}_v H_s(f)$	mechanische Übertragungsfunktion für die Auslenkung
${}_v H_v(f)$	mechanische Übertragungsfunktion für die Schnelle
h_j	Jochdicke des Stators

h_k	mechanische Ordnung des Rastmoments und niedrigste mechanische Ordnung ${}_0\sigma$
h_{\max}	maximale elektrische zeitliche Ordnung
I	Strom
0i_d	Mittelwert des d-Stroms
$h\hat{i}$	Amplitude der h. harmonischen im Strom
$h\hat{i}$	Amplitude der h. harmonischen im Strom bei HCI
$h\underline{i}$	h. harmonischen des komplexen Spektrums des Stroms bei HCI
\underline{i}	komplexes Spektrum des Stroms bei HCI
0i_q	Mittelwert des q-Stroms
k_M	Masseverhältnis
L_d	Induktivität in d Richtung
l_{fe}	aktive Eisenlänge
L_q	Induktivität in q Richtung
m	Phasenzahl
M_K	Kupfermasse
M_S	Statormasse
M_Z	Zahnmasse
N	Nutenzahl
n	mechanische Drehzahl
N_h	Anzahl harmonischer im Strom
N_{Knoten}	Anzahl an Knoten entlang der Linie auf der die Kräfte berechnet werden
N_w	Anzahl an Leiter in der Nut
N_Z	Anzahl an Zähne pro kleinster symmetrischen Einheit
N_{Zeit}	Anzahl an zeitlichen Stützstellen pro elektrischer Periode
p	Polpaarzahl
p_{HCI}	Dämpfung des HCI-Algorithmus
q	Lochzahl
R	Strangwiderstand
r	Schwingungsmode des Stators
R_i	Radius der Statorbohrung
R_S	mittlerer Radius des Stators
s	komplexe Laplace-Variable
s	Zeitverlauf der Anforderung bei HCI
$h\underline{s}$	h. harmonischen des komplexen Spektrums der Anforderung bei HCI

T	Momentanwert des Drehmoments
t	Zeit
\underline{T}	komplexes Spektrum des Drehmoments
u_d	Spannung in d Richtung
u_q	Spannung in q Richtung
u_s	Statorspannung
V	magnetische Spannung
v_s	Schnelle
Y^d	dynamische Auslenkung
Y^s	statische Auslenkung

Abbildungsverzeichnis

1.1	Anzahl der Neuzulassungen von BEV und Plug-in-Hybriden in Deutschland[4]	2
1.2	Exemplarische harmonische Ströme in q-Richtung: a) dargestellt im statorfesten Bezugssystem mit fünfter und siebter Ordnung, b) selber harmonischer Strom dargestellt im rotorfesten Bezugssystem als sechste Ordnung, jeweils in Schwarz ist die Grundwelle abgebildet	4
1.3	Gliederung der Arbeit	8
1.4	Exemplarisches Bild der untersuchten Maschine (Quelle: Schaeffler AG)	9
2.1	Querschnitt einer PSM a) mit ideal glattem Luftspalt und dem Winkel γ , b) mit Nuten und Orientierung des dq-Koordinatensystems an den Oberflächenmagneten des Rotors sowie radiale und tangential Richtung der Kraftdichte für eine Phasenzahl $m = 3$, Polpaarzahl $p = 1$, Nutenzahl $N = 12$ und Lochzahl von $q = 2$	12
2.2	Herleitung der Felderregerkurve der PSM aus Abbildung 2.1 für einen festen Zeitpunkt $t = 0$ und $\varphi = 0$, oben: Stator mit Zonenplan, Mitte: Strombelagsimpulse $A(\gamma, t)$, unten: magnetische Spannung $V(\gamma, t)$	18
2.3	Exemplarische Rotorflussdichte und entsprechender Kraftdichte in Abhängigkeit der Ortskoordinate γ (für einen Pol) und der Zeitkoordinate ωt , die Flussdichte und die Kraftdichte sind auf 1 normiert	20

2.4	Exemplarische Statorflussdichte und entsprechender Kraftdichte in Abhängigkeit der Ortskoordinate γ (für einen Pol) und der Zeitkoordinate ωt , die Flussdichte und die Kraftdichte sind auf 1 normiert	22
2.5	Veranschaulichung der Symmetrieeigenschaften der 2D-Fourier-Transformation, in Grau alle Raum- und Zeitordnungen mit jeweils $\nu = 0$ oder $h = 0$, in Rot erste Symmetrie, in Blau zweite Symmetrie	23
2.6	Exemplarische Ordnungsdiagramme der Flussdichte und der Kraftdichte verursacht durch die Grundwelle der Wicklung mit zusätzlicher Oberschwingung $h = -5$ des Stroms (oben) beziehungsweise $h = 7$ (unten)	25
2.7	Aufbau und Mesh der untersuchten elektrischen Maschine mit den Polpaaren $p = 12$ und Nuten $N = 36$	29
2.8	Beispiel der Kraftdichte und der Zahnkraft für $N = 36$, $p = 12$ und $q = 0,5$ am Eckpunkt	31
2.9	Schwingungsformen eines Rings	33
2.10	Untersuchung der atmenden Mode bezüglich Resonanzfrequenz und Schnelle mit Markierung für die betrachtete Maschine in Rot	34
2.11	Untersuchung höherer Moden bezüglich Resonanzfrequenz und Schnelle mit Markierung für die betrachtete Maschine in Gelb	36
2.12	Mechanische FEM: Randbedingungen und Kraftanregung der harmonischen Analyse	38
2.13	Mechanische FEM: ERP-Antwort ${}_v H_{ERP}(f)$ auf eine Einheitskraftanregung für $\nu = 0$ und $\nu 12$	39
3.1	Interpolierte Flussverkettung in q Richtung für die Grundschwingung und den Betrag der 6. Harmonischen über die dq-Stromebene, die Stützstellen sind durch weiße Punkte gekennzeichnet	45
3.2	Zeitlicher Verlauf der Spannung berechnet mit dem Modell im Vergleich zur Berechnung mittels FEM, Arbeitspunkt bei Eckdrehzahl im Teillastbetrieb mit überlagerten Stromschwingungen der sechsten Ordnung mit 20 A in d und q Richtung	47

3.3	Zeitlicher Verlauf des Drehmoments für drei unterschiedliche Berechnungsmethoden: 1) semi-analytisch; 2) rein numerisch mit dem Prinzip der virtuellen Arbeit und 3) rein analytisch, Arbeitspunkt bei Eckdrehzahl im Teillastbetrieb mit überlagerten Stromschwingungen der sechsten Ordnung mit 20 A in d und q Richtung	48
3.4	Zeitlicher Verlauf der radialen Zahnkräfte berechnet mit dem Modell im Vergleich zur Berechnung mittels FEM, Arbeitspunkt bei Eckdrehzahl im Teillastbetrieb mit überlagerten Stromschwingungen der sechsten Ordnung mit 20 A in d und q Richtung	50
3.5	Campbell-Diagramm für die berechneten radialen Zahnkräfte während eines Hochlaufs entlang der maximalen Drehmomentkennlinie, für die ersten fünf Kräfte sind die Raum- und Zeitordnungen der Form (v, h) angegeben	51
3.6	ERP mit A-Bewertung während eines Hochlaufs entlang der maximalen Drehmomentkennlinie	52
4.1	Beispiele für die Stromtrajektorien, hier um den Koordinatenursprung für eine Harmonische h : a) Variation der Richtung bei gleichbleibender Bauchigkeit von null, b) Variation der Bauchigkeit bei gleichbleibender Richtung von $\gamma_{\text{HCI}} = 3\pi/2$, c) Variation der Phase und damit Änderung des Startpunktes (schwarzes Kreuz) der Ellipse	56
4.2	Analyse des harmonischen Drehmoments, die sechste Ordnung 6T ist dominant	59
4.3	Funktionsweise des HCI-Algorithmus: a) in der harmonischen Stromebene b) Beispiel für unterschiedliche Ellipsen, die alle die Oberschwingung 6T eliminieren	60
4.4	Richtung- und Bauchigkeits-Ebene für die Eliminierung von 6T am oben eingeführten Arbeitspunkt: notwendige Iterationen und Stromamplitude	62
4.5	Richtung- und Bauchigkeits-Ebene für die Eliminierung von 6T am oben eingeführten Arbeitspunkt: 12. Harmonische des Drehmoments und Maximalwert der Statorspannung, Minimum markiert jeweils in Rot	63
4.6	Zeitlicher Verlauf der Statorspannung und des Statorstroms für zwei unterschiedliche Sekundärziele: minimaler harmonischer Strom (min i) und minimale Statorspannung (min us)	65

4.7	Richtung- und Bauchigkeits-Ebene für die Eliminierung von $ \overset{6}{T} $ am oben eingeführten Arbeitspunkt: Eliminierung der Radialkräfte, Minimum markiert jeweils in Rot	66
4.8	Ellipsen in der dq-Stromebene, mit primärem Ziel Eliminierung von $ \overset{6}{T} $ und sekundären Ziel Minimierung des harmonischen Stroms, mit Verlauf der MTPA-Kennlinie in Grün	67
4.9	Harmonischer Strombedarf zur Erfüllung des jeweiligen Primärziels, Minimum markiert jeweils in Rot	70
4.10	Mechanismus der Entkopplung: a) orthogonal zur Richtung des höchsten Drehmomentgradienten können Ströme harmonische Radialkräfte erzeugen, ohne das Drehmoment zu beeinflussen, b) orthogonal zur Richtung des höchsten Gradienten der Vorspannung können Ströme harmonische Drehmomente erzeugen, ohne die Radialkraft zu beeinflussen, c) Entkopplungswinkel, das rote Kreuz markiert den betrachteten Arbeitspunkt	73
5.1	Übersicht der verwendeten neun Rotor- und sechs Statorparameter aus ANSYS® RMxprt®	80
5.2	Verteilung der Experimente nach dem <i>Latin Hypercube Sampling</i> dargestellt in zwei Ebenen, valide Geometrie in Grün, nicht baubare Geometrie in Rot	82
5.3	Korrelationsmatrix der Zielgrößen erweitert um die Magnetfläche A und dem Schrägungs-Winkel \mathbf{R}_s	83
5.4	Ergebnis der Minimierung des Rastmoments T_{rst} und der Radialkraft $\overset{6}{\hat{\sigma}}$ unter Einhaltung der oben genannten Randbedingungen mit der Auswahl von zwei Maschinen M1 und M2	85
5.5	Richtung des größten Gradienten relativ zur positiven q-Achse und Differenzplot mit Kennlinie für eine optimale Auslegung [57] in Grün	89
5.6	Generatorischer Bereich des Wirkungsgrad- und Radialkraftkennfeld ohne die Verwendung von HCI für Maschine M1 und M2 mit AP_η aus Tabelle 5.3 in Rot. In d) ist mit weißen Punkten der Einflussbereich von HCI dargestellt. Hier kann die Radialkraft mit HCI eliminiert werden.	91
6.1	Blockdiagramm des Prüfstands	94
6.2	Blockdiagramm des Modulators zur Frequenzanalyse	99

6.3	Demodulation der sechstens Harmonischen eines exemplarischen mit Rauschen und störenden Signalen beaufschlagten Eingangssignals	101
6.4	Blockdiagramm der HCI Regelung	102
6.5	Beispiel des HCI-Algorithmus: a) Konturdiagramm mit Iterationspfad, b) Drehmoment und c) Strömen für Vorgaben aus Tabelle 6.3, Realteil (durchgezogen) und Imaginärteil (gepunktet), d) resultierende Stromtrajektorien	104
7.1	Grundwellendrehmoment 0T aufgetragen über der dq-Stromebene innerhalb des Maximalstromkreises, mit Drehmomenthyperbeln im Abstand von 50 Nm, MTPA-Kurve und AP1	106
7.2	Campbell-Diagramm der Amplitude des Drehmoment am AP1 während eines Hochlaufs von 100 min^{-1} bis 3000 min^{-1} bezogen auf $1 \mu\text{Nm}$	107
7.3	Ordertrack der sechsten elektrischen Harmonischen des Drehmoments am AP1 während eines Hochlaufs von 100 min^{-1} bis 3000 min^{-1} in Nm.	108
7.4	Harmonisches Drehmoment 6T aufgetragen über den dritten Quadranten der dq-Stromebene, mit Drehmomenthyperbeln im Abstand von 50 Nm, MTPA-Kurve und AP1	109
7.5	Campbell-Diagramm der Amplitude der Radialbeschleunigung am AP1 während eines Hochlaufs von 100 min^{-1} bis 3000 min^{-1} bezogen auf $1 \mu\text{m/s}^2$	110
7.6	Ordertrack der sechsten elektrischen bzw. 72. mechanischen Harmonischen der Gehäusevibration am AP1 während eines Hochlaufs von 100 min^{-1} bis 3000 min^{-1} in m/s^2	111
7.7	Sechste harmonische Amplitude der Beschleunigung 6a in dB aufgetragen über den dritten Quadranten der dq-Stromebene, mit Drehmomenthyperbeln im Abstand von 50 Nm, MTPA-Kurve und AP1 in Rot	112
7.8	Messung der Güte von HCI bezüglich des primären Ziels: Dämpfung der sechsten Harmonischen des Drehmoments für alle Richtungs- und Bauchigkeits-Vorgaben als Amplitudenspektrum a),b) und in der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene c)	114
7.9	Mögliche Sekundärziele in der Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene mit den jeweiligen roten Markierung im Minimum, sowie die dazugehörigen Trajektorien in der dq-Stromebene	115

7.10	HCI im generatorischen Betriebsbereich mit Primärziel Dämpfung der sechsten Ordnung des Drehmoments um 20 dB und Sekundärziel Minimierung der Stromamplitude $ \hat{i} $ mit Markierung des AP1 in Rot	118
7.11	Güte des primären Ziels und mögliche Sekundärziele über die Richtungs- und Bauchigkeits-Ebene bei HCI zur Dämpfung der sechsten Harmonischen in der Radialbeschleunigung, Minimum markiert jeweils in Rot	119
7.12	Hochlauf mit HCI für Primärziel Dämpfung der Radialbeschleunigung und Sekundärziele Minimierung der sechsten Harmonischen des Drehmoments 6T und der maximalen induzierten Spannung u_s	121

Tabellenverzeichnis

1.1	Gegenüberstellung der bekannten Methoden für HCI. Sortiert nach Bezugssystem und angestrebten Ziel. Ziele sind dabei die Drehmomentwelligkeit $ \underline{T}^h $, eine pulsierende Kraft ${}^h_0\hat{\sigma}$ oder die ohmschen Verluste $P_{v,cu}$ zu minimieren. Ein + markiert eine gleichzeitige Optimierung.	4
2.1	Übersicht der Indizes für zeitliche und räumliche Ordnungen der Kraftdichte-, Flussdichtewellen und Oberschwingungen des Stroms	13
4.1	Zusammenhang zwischen Harmonischen des Stroms und Harmonischen des Drehmoments für $k = \pm 1, \pm 2, ..$	62
4.2	Zusammenhang zwischen Harmonischen des Stroms und Kraftanregungen für $k = \pm 1, \pm 2, ..$	68
5.1	Größter gemeinsamer Teiler aus Anzahl der Polen und Nuten für unterschiedliche Kombinationen	77
5.2	Kleinstes gemeinsames Vielfaches aus Anzahl der Polen und Nuten für unterschiedliche Kombinationen	78
5.3	Arbeitspunkte für Optimierung	79
5.4	Obere und untere Grenzwerte der im Versuchsplan untersuchten Parameter, alle in mm, bis auf den Schrägungswinkel \mathbf{R}_s in Nuten	80
5.5	Gegenüberstellung der Parameter in mm, bis auf den Schrägungswinkel \mathbf{R}_s in Nuten und Ergebnisse von Maschinen M1 und Maschine M2	85
6.1	Parameter der Lastmaschine	95
6.2	Parameter der Prüflingsmaschine	95
6.3	Beispiele für Trajektorie	104

8.1 Übersicht aller am Prüfstand nachgewiesenen Kombinationen aus Primär- und Sekundärziel, abgekürzt durch prim und sek. Bei Angabe einer Prozentzahl konnten beide Ziele bis zum angegebenen Wert eliminiert werden. 127

Literaturverzeichnis

Eigene Publikationen

- [E1] A. Langheck und D. Stretz, Patent:anhängig/in Kraft DE: 10 2020 122 099.5.
- [E2] A. Langheck, D. Stretz, J. Zhou, T. Rittgerott, J. Kolb und M. Doppelbauer, „Harmonic current injection for torque ripple reduction with optimum current trajectory for minimum induced voltage,“ in *2021 22nd IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Bd. 1, 2021, S. 190–197.
- [E3] A. Langheck, D. Krahe, P. Breining, D. Stretz, T. Rittgerott, J. Kolb und M. Doppelbauer, „NVH optimization in PMSM through harmonic current injection with optimum current trajectory,“ in *Electromechanical Drive Systems 2021; ETG Symposium*, 2021, S. 1–8.
- [E4] A. Langheck, C. Digel, J. Liebertseder, S. Reuter und M. Doppelbauer, „Vibration Optimization in High Power Electric Machines with Lightweight Plastic Stator Housing,“ in *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2022, S. 2214–2220.
- [E5] A. Langheck, S. Reuter, O. Saburow, R. Maertens, F. Wittemann, L. F. Berg und M. Doppelbauer, „Evaluation of an Integral Injection Molded Housing for High Power Density Synchronous Machines with Concentrated Single-Tooth Winding,“ in *2018 8th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 2018, S. 1–6.
- [E6] S. Reuter, A. Langheck, J. Liebertseder und M. Doppelbauer, „Influence of lightweight plastic stator housing on the NVH behavior of high-performance electric machines,“ in *Electromechanical Drive Systems 2021; ETG Symposium*, 2021, S. 1–7.

- [E7] W. Wößner, M. Lorenz, J. Hofmann, B. Jux, A. Langheck, M. Doppelbauer und J. Fleischer, „Unwucht hochausgenutzter Synchronmaschinen,“ *Zeitschrift für wirtschaftlichen Fabrikbetrieb*, Jg. 114, Nr. 7-8, S. 464–468, Aug. 2019.

Betreute Studentische Arbeiten

- [S1] Y. Chang, *Modellierung und Simulation der radialen Luftspaltkräfte einer permanenterregten Synchronmaschine in SIMULINK/SIMSCAPE*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [S2] A. Littig, *Untersuchung verschiedener Berechnungsmethoden für die Zahnkräfte einer permanenterregten Synchronmaschine*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S3] F. von Bertrab, *Vergleich unterschiedlicher Regelverfahren für Synchronmaschinen hinsichtlich ihrer Eignung zur harmonischen Stromformung*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2021.
- [S4] T. Raiser, *Einfluss des Umrichterbetriebs auf die Vibrationen und Verluste einer Asynchronmaschine der Baugröße 112*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2018.
- [S5] C. Wetzel, *Konzeption eines tiefseegeeigneten Antriebs für ein autonomes Unterwasserfahrzeug*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2018.
- [S6] J. Suppanz, *Designverifikation eines hochausgenutzten Elektromotors mit innenliegender Kühlung und duroplastischem Leichtbauegehäuse*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S7] M. Westermann, *Aufbau und Inbetriebnahme einer Testumgebung mit neuer SoC Signalverarbeitung und Implementierung eines Tiefsetzstellers*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S8] A. Littig, *Untersuchung verschiedener Berechnungsmethoden für die Zahnkräfte einer permanenterregten Synchronmaschine*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S9] A. Karayel, *Einfluss des Rotorblechschnitts auf die Charakteristik von sechshephasigen elektrischen Maschinen für Traktionsanwendungen mit Fokus auf das NVH Verhalten*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S10] R. Belz, *Messtechnische Bestimmung der Eisenverluste unter Berücksichtigung der Statortemperatur*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.

- [S11] L. Diemer, *Identifizierung und Quantifizierung unterschiedlicher Methoden der Rotoroptimierung mit Fokus auf das Drehmomentrippel und Rastmoments bei permanenterregten Synchronmaschinen*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S12] D. Westerheide, *Weiterentwicklung des ETI-Monitorprogramms zur Integration von Leistungsmessgeräten für den Prüfstandsbetrieb*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S13] A. Lepold, *Entwicklung einer verteilten Wicklungstopologie für eine Zahnkette für elektrische Traktionsantriebe*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [S14] D. Makhnev, *Entwicklung eines Werkzeugs zum Abschätzen des Einflussbereichs von HCI (Harmonic Current Injection)*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [S15] N. Arldt, *Vergleich von Harmonic Current Injection (HCI) mit Schrägung des Rotors in Bezug auf Drehmomentpulsation und Verluste*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2021.
- [S16] N. Henninger, *Identifizierung und Charakterisierung von Körperschall an einem Bremsregelsystem mit einer permanenterregten Synchronmaschine als Antrieb der Rückförderpumpe*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2021.
- [S17] Z. Zheng, *Modeling and FEM-based analysis of the structural mechanical transfer function of electrical machines*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.
- [S18] L. Diemer, *Entwicklung und Implementierung von Methoden zur Auslegung leiser permanentmagneterregter Maschinen für den Traktionsbereich*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2022.
- [S19] M. Bremer, *Entwicklung und Implementierung von Methoden zum Betrieb von permanentmagneterregten Maschinen mit harmonischen Stromtrajektorien zur Optimierung des Geräuschverhaltens*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2022.
- [S20] P. Keck, *Analyse alternativer Pulswechselrichtertopologien für elektrische Antriebssysteme*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2022.

Fremdliteratur

- [1] BMUB, „Klimaschutzplan 2050, Klimaschutzpolitische Grundsätze und Ziele der Bundesregierung,“ *Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz, Bau und Reaktorsicherheit (BMUB)*, Online-Ressource gesehen am 20.03.23, 2016.
- [2] M. Doppelbauer, *Grundlagen der Elektromobilität - Technik, Praxis, Energie und Umwelt*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2020, ISBN: 978-3-658-29729-9.
- [3] Bundesregierung Deutschland, „Nachhaltige Mobilität, Nicht weniger fortbewegen, sondern anders,“ *Presse- und Informationsamt der Bundesregierung*, Online-Ressource gesehen am 20.03.23, 2022.
- [4] KBA, „Anzahl der Neuzulassungen von Elektroautos in Deutschland von 2003 bis Februar 2023,“ Online-Ressource gesehen am 20.03.23, 2023.
- [5] S. Kumar, S. Charan, N. Phadnis, V. Prasad und R. Singh, „Noise and Vibration Analysis of Electric Vehicle Motor,“ *ARAI Journal of Mobility Technology*, Jg. 3, Nr. 1, Feb. 2023.
- [6] C. Steffens, C. Lechner, M. Lauen und H. Suresh, „Herausforderungen für die Fahrzeugakustik durch die Elektromobilität,“ *ATZ-Automobiltechnische Zeitschrift*, Jg. 125, Nr. 1, S. 38–43, 2023.
- [7] A. Hofacker, „Akustik für Fahrzeuge mit elektrifiziertem Antrieb,“ *ATZ-Automobiltechnische Zeitschrift*, Jg. 117, Nr. 5, S. 8–13, 2015.
- [8] H. Tschöke, P. Gutzmer und T. Pfund, *Elektrifizierung des Antriebsstrangs - Grundlagen - vom Mikro-Hybrid zum vollelektrischen Antrieb*. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 2019, ISBN: 978-3-662-60356-7.
- [9] S. Clenet, Y. Lefevre, N. Sadowski, S. Astier und M. Lajoie-Mazenc, „Compensation of permanent magnet motors torque ripple by means of current supply waveshapes control determined by finite element method,“ *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 29, Nr. 2, S. 2019–2023, 1993.
- [10] G.-H. Lee, S.-I. Kim, J.-P. Hong und J.-H. Bahn, „Torque Ripple Reduction of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Using Harmonic Injected Current,“ *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 44, Nr. 6, S. 1582–1585, 2008.

- [11] T. H. Pham und P. Wendling, „Current Harmonics Injection Table to Minimize Torque Ripples for Electric Powertrain Interior Permanent Magnet Motor Over Maximum Torque-Speed Curve,“ in *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2019, S. 1–6.
- [12] J. Krotsch, T. Ley und B. Piepenbreier, „Reduction of torque and radial force fluctuation in permanent magnet synchronous motors by means of multi-objective optimization,“ in *2011 1st International Electric Drives Production Conference*, 2011, S. 40–48.
- [13] A. Najmabadi, W. Xu und M. Degner, „A sensitivity analysis on the fifth and the seventh harmonic current injection for sixth order torque ripple reduction,“ in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017, S. 1–8.
- [14] M. Harries, M. Hensgens und R. W. De Doncker, „Noise Reduction Via Harmonic Current Injection for Concentrated-Winding Permanent Magnet Synchronous Machines,“ in *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2018, S. 1157–1162.
- [15] D. Flieller, N. K. Nguyen, P. Wira, G. Sturtzer, D. O. Abdeslam und J. Mercklé, „A Self-Learning Solution for Torque Ripple Reduction for Nonsinusoidal Permanent-Magnet Motor Drives Based on Artificial Neural Networks,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 61, Nr. 2, S. 655–666, 2014.
- [16] J. Holtz und L. Springob, „Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 43, Nr. 2, S. 309–320, 1996.
- [17] S. Brock und J. Deskur, „A Practical Approach to Compensation of Torque Ripple in High-Precision Permanent Magnet Motor Drives,“ 2013.
- [18] Y. Yuan, F. Auger, L. Loron, F. Debrailly und M. Hubert, „Design of a lying sensor for permanent magnet synchronous machine torque ripple reduction using the iterative learning control technique,“ in *2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2011, S. 298–303.
- [19] F. Erken, E. Öksüztepe und H. Kürüm, „Online adaptive decision fusion based torque ripple reduction in permanent magnet synchronous motor,“ *IET Electric Power Applications*, Jg. 10, Nr. 3, S. 189–196, März 2016.

- [20] M. Sumega, M. Štulrajter und P. Rafajdus, „Torque Ripple Reduction in PM Synchronous Motor - FEM simulation,“ in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Bd. 1, 2020, S. 1239–1245.
- [21] A. Schramm, E. Sworowski und J. Roth-Stielow, „Compensation of torque ripples in permanent magnet synchronous machines up to the field weakening range,“ in *2017 7th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 2017, S. 1–8.
- [22] L. Guo und L. Parsa, „Torque ripple reduction of the modular Interior Permanent Magnet machines using optimum current profiling technique,“ in *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2009, S. 1094–1099.
- [23] J. Qu, J. Jatskevich, C. Zhang und S. Zhang, „Torque Ripple Reduction Method for Permanent Magnet Synchronous Machine Drives With Novel Harmonic Current Control,“ *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Jg. 36, Nr. 3, S. 2502–2513, 2021.
- [24] G. Bramerdorfer, W. Amrhein, S. M. Winkler und M. Affenzeller, „Identification of a nonlinear PMSM model using symbolic regression and its application to current optimization scenarios,“ in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, S. 628–633.
- [25] J. Andresen, S. Vip, A. Mertens und S. Paulus, „Compensation of the Radial and Circumferential Mode 0 Vibration of a Permanent Magnet Electric Machine based on an Experimental Characterisation,“ in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, 2020, P.1–P.9.
- [26] J. Andresen, S. Vip, A. Mertens und S. Paulus, „Theory of Influencing the Breathing Mode and Torque Pulsations of Permanent Magnet Electric Machines with Harmonic Currents,“ in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, IEEE, Sep. 2020.
- [27] J. Andresen, *Aktive Geräuschunterdrückung in einer permanentmagnet-erregten Synchronmaschine mit Hilfe von Stromoberschwingungen*, de. An der Universität 2 30823 Garbsen: TEWISS - Technik und Wissen GmbH, 2021, ISBN: 978-3-95900-639-2.
- [28] A. Binder, *Elektrische Maschinen und Antriebe - Grundlagen, Betriebsverhalten*. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 2018, ISBN: 978-3-662-53241-6.

- [29] G. Müller und B. Ponick, *Theorie elektrischer Maschinen* -. Weinheim: Wiley-VCH, 2009, ISBN: 978-3-527-40526-8.
- [30] J. F. Gieras, J. C. Lai und C. Wang, *Noise of polyphase electric motors*. Boca Raton, FL: CRC/Taylor und Francis, 2006, ISBN: 9781420027730; 9781315220987; 9781351828185.
- [31] J. Zhang, W. Jiang, Z. Zhang und Z. Zhang, „Study on electromagnetic force in interior permanent magnet synchronous machine with distributed windings,“ in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, S. 2190–2195.
- [32] B. Zhang, „Modellierung und hocheffiziente Berechnung der lastabhängigen Eisenverluste in permanentmagneterregten Synchronmaschinen,“ Diss., Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2019, 310 S., ISBN: 978-3-7315-0928-8.
- [33] J.-R. Ohm und H. D. Lüke, *Signalübertragung - Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme*. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 2015, ISBN: 978-3-642-53901-5.
- [34] C. Schlensook, B. Schmülling, M. van der Giet und K. Hameyer, „Electromagnetically excited audible noise – evaluation and optimization of electrical machines by numerical simulation,“ *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, Jg. 26, Nr. 3, O. Biro, Hrsg., S. 727–742, Juni 2007.
- [35] R. Pile, E. devillers und J. L. Besnerais, „Comparison of Main Magnetic Force Computation Methods for Noise and Vibration Assessment in Electrical Machines,“ *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 54, Nr. 7, S. 1–13, Juli 2018.
- [36] R. Pile, Y. L. Menach, J. L. Besnerais und G. Parent, „Study of the Combined Effects of the Air-Gap Transfer for Maxwell Tensor and the Tooth Mechanical Modulation in Electrical Machines,“ *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 56, Nr. 1, S. 1–4, Jan. 2020.
- [37] H. Weh, „Zur elektromagnetischen Schwingungsanregung bei Asynchronmaschinen,“ *Elektrotechnische Zeitschrift (ETZ)*, Jg. 85, S. 193–197, 1964.
- [38] J. L. Besnerais, „Vibroacoustic Analysis of Radial and Tangential Air-Gap Magnetic Forces in Permanent Magnet Synchronous Machines,“ *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 51, Nr. 6, S. 1–9, Juni 2015.

- [39] H. Jordan, *Geräuscharme elektromotoren: lärm-bildung und lärm-beseitigung bei elektromotoren*. Girardet, 1950.
- [40] P. Millithaler, É. Sadoulet-Reboul, M. Ouisse, J.-B. Dupont und N. Bouhaddi, „Structural dynamics of electric machine stators: Modelling guidelines and identification of three-dimensional equivalent material properties for multi-layered orthotropic laminates,“ *Journal of Sound and Vibration*, Jg. 348, S. 185–205, Juli 2015.
- [41] S. J. Yang, *Low-noise Electrical Motors*, Ser. Monographs in electrical and electronic engineering. Clarendon Press, 1981, ISBN: 9780198593324.
- [42] J. L. Besnerais, V. Lanfranchi, M. Hecquet, P. Brochet und G. Friedrich, „Prediction of Audible Magnetic Noise Radiated by Adjustable-Speed Drive Induction Machines,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 46, Nr. 4, S. 1367–1373, Juli 2010.
- [43] J. Roivainen, „UNIT-WAVE RESPONSE-BASED MODELING OF ELECTROMECHANICAL NOISE AND VIBRATION OF ELECTRICAL MACHINES,“ Diss., Helsinki University of Technology, Faculty of Electronics, Communications und Automation Department of Electrical Engineering, 2019, ISBN: 978-951-22-9911-9.
- [44] M. Bösing, *Acoustic Modeling of Electrical Drives - Noise and Vibration Synthesis based on Force Response Superposition*, 1. Aufl. Shaker Verlag GmbH, 2014.
- [45] L. Marinus und M. Hannes, „Verbesserte Equivalent Radiated Power (ERP) -Berechnung,“ Fortschritte der Akustik – DAGA 2015At: Nürnberg, 2015.
- [46] R. H. Park, „Definition of an Ideal Synchronous Machine and Formula for the Armature Flux Linkage,“ Jg. 31, S. 332–334, 1928.
- [47] R. H. Park, „Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I,“ *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Jg. 48, Nr. 3, S. 716–727, Juli 1929.
- [48] G. Štumberger, B. Štumberger und T. Marčič, „Magnetically Nonlinear Dynamic Models of Synchronous Machines and Experimental Methods for Determining Their Parameters,“ *Energies*, Jg. 12, Nr. 18, 2019, ISSN: 1996-1073.
- [49] J. Richter, „Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen,“ 2016.

- [50] J. Coulomb, „A methodology for the determination of global electromechanical quantities from a finite element analysis and its application to the evaluation of magnetic forces, torques and stiffness,“ *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 19, Nr. 6, S. 2514–2519, 1983.
- [51] P. Zeller, *Psychoakustik*, P. Zeller, Hrsg. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2012, S. 191–200, ISBN: 978-3-8348-8657-6.
- [52] M. Hanke-Bourgeois, *Grundlagen der Numerischen Mathematik und des Wissenschaftlichen Rechnens* -. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 2009, ISBN: 978-3-834-89309-3.
- [53] Z. Zhu und D. Howe, „Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines,“ *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Jg. 15, Nr. 4, S. 407–412, 2000.
- [54] J. Le Besnerais, „Vibroacoustic Analysis of Radial and Tangential Air-Gap Magnetic Forces in Permanent Magnet Synchronous Machines,“ *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 51, Nr. 6, S. 1–9, 2015.
- [55] A. M. J. Olsson und G. E. Sandberg, „Latin Hypercube Sampling for Stochastic Finite Element Analysis,“ *Journal of Engineering Mechanics*, Jg. 128, Nr. 1, S. 121–125, Jan. 2002.
- [56] G. Lei, J. Zhu, Y. Guo, C. Liu und B. Ma, „A Review of Design Optimization Methods for Electrical Machines,“ *Energies*, Jg. 10, Nr. 12, 2017, ISSN: 1996-1073.
- [57] W. L. Soong und T. J. Miller, „Practical field-weakening performance of the five classes of brushless synchronous AC motor drive,“ *IEE Conference Publication*, Jg. 5, Nr. 377, S. 303–310, 1993, ISSN: 05379987.
- [58] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasaka und K. Taniguchi, „Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 26, Nr. 5, S. 866–871, 1990.
- [59] *KiTorq Rotor Drehmoment-Messkörper für einen Drehmoment-Messflansch*, 4550A, Kistler Gruppe, 2018.
- [60] *High sensitivity, miniature (2 gm), ceramic shear ICP® accel., 100 mV/g, 0.5 Installation and Operating Manual*, Model 352C66, PCB Piezotronics, Inc, 2007.
- [61] *Portable 3-channel IEPE signal conditioner*, PA-3000, Roga Instruments, 2021.

-
- [62] B. Schmitz-Rode, L. Stefanski, R. Schwendemann, S. Decker, S. Mersche, P. Kiehnle, P. Himmelmann, A. Liske und M. Hiller, „A modular signal processing platform for grid and motor control, HIL and PHIL applications,“ in *2022 International Power Electronics Conference (IPEC-Himeji 2022- ECCE Asia)*, 2022, S. 1817–1824.
- [63] J. Richter, T. Lannert, T. Gemassmer und M. Doppelbauer, „Mitigation of Current Harmonics in Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Machines with Nonlinear Magnetics,“ in *Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2015, S. 1–8.
- [64] D. Krahe, J. Kolb und M. Doppelbauer, „On the Influence of Eccentricities on Flux Linkages of Permanent Magnet Synchronous Machines,“ in *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, Sep. 2022.
- [65] A. Brandt, *Noise and Vibration Analysis - Signal Analysis and Experimental Procedures*. New York: John Wiley und Sons, 2011, ISBN: 978-0-470-97811-5.
- [66] A. Nisch, M. Hepp, C. Klöffer und J.-P. Degel, Patent: Offenlegungsschrift DE 10 2021 003 611 A1, 13. Juli 2021.