

Adaptive Regelungsmethode zur Reduktion von Drehmomentschwingungen in Drehfeldmaschinen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktors der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

von der KIT-Fakultät für Maschinenbau
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

Dissertation

von

M.Sc. Matthias Vollat

Geboren in Sindelfingen

Tag der mündlichen Prüfung: 28. September 2023

Erster Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. Frank Gauterin

Zweite Gutachterin: Prof. Dr.-Ing. Nejila Parspour



Dieses Werk ist lizenziert unter einer Creative Commons
Namensnennung 4.0 International Lizenz (CC BY 4.0):
<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/deed.de>

Kurzfassung

Die Reduktion von Schallemissionen ist eine Kernaufgabe der Fahrzeugentwicklung geworden. Dabei sollen nicht nur gesetzliche Anforderungen erfüllt, sondern auch die gestiegenen Kundenanforderungen bedient werden. Dies gilt insbesondere auch für Fahrzeuge mit Elektroantrieb, da harmonische Schwingungen des Motors als besonders störend wahrgenommen werden können. Um das Geräuschniveau von elektrisch betriebenen Fahrzeugen zu verringern, wird in dieser Arbeit eine Methode entwickelt, mit der allein durch regelungstechnische Eingriffe am Elektromotor die Drehmomentschwingungen von permanentmagneterregten Synchronmaschinen verringert werden können. Dafür wird eine feldorientierte Regelung durch eine Variante einer adaptiven Harmonic Current Injection erweitert. In dieser Arbeit wird zunächst das Verhalten der Harmonic Current Injection bei der Variation ihrer Parameter untersucht. Anschließend wird auf Grundlage eines gradientenbasierten Suchalgorithmus ein Regelalgorithmus entworfen, der die Drehmomentschwingungen einer beliebigen Harmonischen reduzieren kann. Das Verfahren wird sowohl mit Hilfe von Simulationen, als auch durch Versuche am Prüfstand validiert. Dabei konnten bei der Simulation die Amplituden der 6. Harmonischen im Drehmoment um über 87 % und bei den Versuchen am Prüfstand die Amplituden um über 85 % reduziert werden.

Abstract

The reduction of noise emissions has become a key task in vehicle development. The aim is not only to meet legal requirements, but also to satisfy increased customer demands. This applies in particular to vehicles with electric drives, as harsh vibrations from the engine can be perceived as particularly disturbing. In order to reduce the noise level of electrically driven vehicles, a method is developed in this thesis with which the torsional vibrations of permanent-magnet excited synchronous machines can be reduced solely by control-engineering interventions on the electric motor. For this purpose, a field-oriented control is extended by a variant of an adaptive harmonic current injection. In this work, the behaviour of the harmonic current injection is first investigated with the variation of its parameters. Then, based on a gradient-based search algorithm, a control algorithm is designed that can reduce the torque oscillations of an arbitrary harmonic. The method is validated both with the help of simulations and by experiments on the test bench. In the simulation, the amplitudes of the 6th harmonic in the torque could be reduced by over 87 %, and in the experiments on the test bench, the amplitudes could be reduced by over 85 %.

Inhaltsverzeichnis

| | |
|--|------------|
| Kurzfassung | i |
| Abstract | iii |
| Inhaltsverzeichnis | v |
| Abkürzungsverzeichnis | ix |
| Symbolverzeichnis | xi |
| Danksagung | xv |
| 1 Einleitung | 1 |
| 1.1 NVH im Kontext der Elektromobilität | 1 |
| 1.2 Etablierte Methoden zur Schwingungsreduktion in der Fahrzeugtechnik | 4 |
| 1.3 Zielsetzung der Arbeit..... | 8 |
| 2 Grundlagen | 9 |
| 2.1 Funktionsweise permanentmagneterregter Synchronmaschinen..... | 9 |
| 2.2 Maschinengleichungen für permanentmagneterregte Synchronmaschinen..... | 11 |
| 2.3 Regelungsmethoden für permanentmagneterregte Synchronmaschinen..... | 15 |
| 2.3.1 Feldorientierte Regelung..... | 16 |
| 2.3.2 Direct Torque Control..... | 22 |
| 2.3.3 Model Predictive Control | 24 |
| 2.4 Methoden zur Reduktion von Schwingungen in elektrischen Maschinen | 25 |
| 2.4.1 Konstruktive Methoden | 26 |
| 2.4.2 Regelungstechnische Eingriffe..... | 27 |
| 2.4.3 Harmonic Current Injection | 29 |

| | | |
|----------|---|------------|
| 3 | Modellaufbau | 35 |
| 3.1 | Erstellung des Finite-Element-Methode-Modells..... | 35 |
| 3.2 | Grenzen des Finite-Element-Methode-Modells | 38 |
| 4 | Amplituden- und Phasenvariation einer Harmonic Current Injection | 41 |
| 4.1 | Vorgehensweise und Einfluss der Drehzahl auf die Ergebnisse..... | 41 |
| 4.2 | Ergebnisse der Amplitudenvariation | 44 |
| 4.3 | Ergebnisse der Amplituden- und Phasenvariation | 48 |
| 4.4 | Ergebnisse der Phasenvariation | 54 |
| 5 | Regelungsansatz | 57 |
| 5.1 | Grundidee des Regelungsansatzes | 57 |
| 5.2 | Struktur des Ansatzes | 59 |
| 5.3 | Extraktion der Amplitude im Drehmoment..... | 61 |
| 5.4 | Variation des Ausgangswertes..... | 66 |
| 6 | Co-Simulation | 73 |
| 6.1 | Aufbau der Simulation | 73 |
| 6.2 | Simulationsdurchführung und Diskussion | 77 |
| 6.2.1 | Simulation 1..... | 78 |
| 6.2.2 | Simulation 2..... | 81 |
| 6.2.3 | Simulation 3..... | 84 |
| 7 | Prüfstandsmessungen | 87 |
| 7.1 | Versuchsaufbau und -durchführung..... | 87 |
| 7.2 | Versuchsergebnisse | 90 |
| 7.2.1 | Versuch 1 | 91 |
| 7.2.2 | Versuch 2 | 92 |
| 7.2.3 | Versuch 3 | 93 |
| 7.2.4 | Versuch 4 | 95 |
| 7.3 | Diskussion der Versuchsergebnisse | 96 |
| 8 | Zusammenfassung | 101 |

| | |
|---------------------------------------|------------|
| 9 Ausblick | 105 |
| Literaturverzeichnis..... | 107 |
| Anhang..... | 115 |
| Clarke- und Park-Transformation | 115 |
| Weitere Simulationsergebnisse | 117 |

Abkürzungsverzeichnis

| | |
|------|---|
| ACC | Active Cruise Control |
| FOR | feldorientierte Regelung |
| HCI | Harmonic Current Injection |
| HiL | Hardware-in-the-Loop |
| LAM | Lastmaschine |
| MEMS | Micro-Electro-Mechanical Systems |
| NVH | Noise Vibration and Harshness |
| PMSM | permanentmagneterregte Synchronmaschine |
| PWM | Pulsweitenmodulation |

Symbolverzeichnis

| | |
|-------------------------|--|
| α_k | Phasenverschiebung der k-ten Harmonischen der Polradspannung |
| β_k | Phasenverschiebung der k-ten Harmonischen des Stroms |
| θ | mechanischer Lagewinkel des Rotors |
| θ_e | elektrischer Lagewinkel des Rotors |
| θ_{init} | Anfangsposition des mechanischen Lagewinkels des Rotors |
| ϑ | Platzhalter für den Verdrehwinkel des Rotors |
| $\tilde{\varphi}$ | Phasenverschiebung eines fiktiven Signals |
| φ_1 | Phasenverschiebung der Grundwelle des Stroms |
| $\tilde{\varphi}_{cos}$ | Phasenverschiebung eines fiktiven Signals |
| φ_e | Anfangsposition des elektrischen Lagewinkels des Rotors |
| $\tilde{\varphi}_{sin}$ | Phasenverschiebung eines fiktiven Signals |
| Ψ_d | magnetischer Fluss der Phasen in d-Richtung des d-q-Systems |
| ψ_{pm} | magnetischer Fluss der Permanentmagneten |
| Ψ_q | magnetischer Fluss der Phasen in q-Richtung des d-q-Systems |
| ω | Kreisfrequenz der Grundwelle des Stroms |
| ω_e | elektrische Drehzahl des Rotors |
| ω_m | mechanische Drehzahl des Rotors |

| | |
|-------------------|--|
| ω_{T6} | Kreisfrequenz der 6. Harmonischen im Drehmoment |
| \tilde{A}, A, B | Amplituden eines fiktiven Signals |
| Δf | Frequenzauflösung der Fourier-Transformation |
| f_m | Frequenz der mechanischen Rotorumdrehung |
| f_s | Abtastfrequenz |
| f_{T6} | Frequenz der 6. Harmonischen im Drehmoment |
| i_1 | Amplitude der Grundwelle des Stroms |
| i_a, i_b, i_c | Stromstärke der Phasen a, b oder c des Stators (gekürzte Schreibweise) |
| i_d | Stromstärke der Phasen in d-Richtung des d-q-Systems |
| i_k | Amplitude der k-ten Harmonischen des Stroms |
| i_{max} | maximal zulässiger Strom in den Spulen des Stators |
| I_{max} | maximaler Strom in den Strängen |
| I_{min} | minimaler Strom in den Strängen |
| i_q | Stromstärke der Phasen in q-Richtung des d-q-Systems |
| $i_{s,x}$ | Stromstärke der Phasen a, b oder c des Stators |
| $ i_s $ | Strombetrag in den Spulen des Stators |
| $i_{x,soll}$ | Sollstromstärke |
| $i_{x,ist}$ | Ist-Stromstärke |
| J_R | Massenträgheit des Rotors |

| | |
|----------------------|---|
| $k(t)$ | restliche zeitabhängige Terme |
| $\tilde{k}_{cos}(t)$ | restliche zeitabhängige Terme |
| $\tilde{k}_{sin}(t)$ | restliche zeitabhängige Terme |
| L_d | Induktivität der Statorwicklung in d-Richtung des d-q-Systems |
| L_q | Induktivität der Statorwicklung in q-Richtung des d-q-Systems |
| L_s | Induktivität der Wicklung des Stators |
| N | Zahl der abgetasteten Werte einer Fourier-Transformation |
| R_s | Widerstand der Phasen/Stränge des Stators |
| t | Zeit |
| T_6 | Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment |
| T_{em} | elektromagnetisches Drehmoment |
| T_{ist} | Ist-Drehmoment |
| T_L | Summe aller Lastmomente |
| T_{max} | maximales Drehmoment |
| T_{soll} | Solldrehmoment |
| u_d | Spannung der Phasen in d-Richtung des d-q-Systems |
| U_{FOR} | Sollspannungen aus der feldorientierten Regelung |
| U_{HCI} | Sollspannungen aus der Harmonic Current Injection |
| u_{max} | maximal zulässige Spannung in den Spulen des Stators |

| | |
|-----------------|---|
| U_{Netz} | Netzspannung |
| $\hat{u}_{p,k}$ | Amplitude der k-ten Harmonischen der Polradspannung |
| $u_{p,x}$ | Polradspannung der Phasen a, b oder c des Stators |
| u_q | Spannung der Phasen in q-Richtung des d-q-Systems |
| $u_{s,x}$ | Spannung der Phasen a, b oder c des Stators |
| $u_{x,ist}$ | Ist-Spannung |
| $u_{x,soll}$ | Sollspannung |
| U_{ZK} | Zwischenkreisspannung |
| Z_p | Polpaarzahl |

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Fahrzeugsystemtechnik (FAST) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Meinem Doktorvater Prof. Dr. rer. nat. Frank Gauterin, dem Leiter des Teilinstituts Fahrzeugtechnik des FAST, möchte ich an dieser Stelle danken für die Möglichkeit der Bearbeitung meines Forschungsprojektes, sowie die Unterstützung in meiner wissenschaftlichen Entwicklung über die Jahre.

Außerdem möchte ich meiner Korreferentin Prof. Dr.-Ing. Neijila Parspour vom Institut für Elektrische Energieumwandlung (IEW) der Universität Stuttgart für die Zeit und die wertvollen Hinweise danken, die sie für meine Arbeit aufgebracht hat.

Des Weiteren gilt mein Dank den vielen Kollegen, die mich über die Jahre begleitet haben und diese Zeit zu der schönen Erinnerung gemacht haben, die sie für mich ist. Besonderen Dank gilt hier auch Dominik, der mich bei den Prüfstandsversuchen unterstützte und Achim, der mich jeder Zeit mit Rat und Tat unterstützt hat, wenn es notwendig war.

Dann möchte ich meinen Eltern danken, für die Unterstützung die sie mir haben zukommen lassen und es mir ermöglichte den Weg bis zum erfolgreichen Abschluss zu gehen. Andrea und Robert, danke für Alles!

Zum Schluss möchte ich meiner Frau Janina danken, die eben nicht nur auf den höchsten Gipfeln an meiner Seite war, sondern mich auch durch die tiefsten Täler begleitet hat.

Stutensee, im Oktober 2023

Matthias Vollat

1 Einleitung

In unserer modernen Gesellschaft ist Mobilität ein Grundbedürfnis. Allerdings wird in der Bevölkerung „Mobilität um jeden Preis“ schon lange nicht mehr akzeptiert. Dienstleister und Hersteller sind gefordert, bestehende Systeme derart zu verändern oder neue Systeme so zu gestalten, dass die gesetzlichen Anforderungen umgesetzt und Kundenwünsche erfüllt werden. Dabei spielen nicht nur die Schadstoffe, sondern auch die Schallemissionen eine Rolle.

Die europäische Union hat in ihrer letzten Verordnung zum Geräuschpegel von Fahrzeugen gerade erst die Grenzwerte, die ein Fahrzeug erreichen darf, um 2 dBA bis zum Jahr 2022 reduziert. Für die nächsten vier Jahre bis 2026 müssen die Geräuschpegel um weitere 2 dBA reduziert werden [1]. Damit sind die Hersteller gefordert, ihre Fahrzeuge leiser zu gestalten. Diese Reduktion betrifft dabei alle drei Hauptgeräuschquellen von Fahrzeugen: Wind-, Antriebs- und Reifen-Fahrbahngeräusche [2].

Eine Möglichkeit, vor allem das Antriebsgeräusch von Fahrzeugen zu reduzieren, ist der Wechsel von einer Verbrennungskraftmaschine hin zu einem Elektromotor. Doch wenn ein Elektromotor an sich einen geringeren Geräuschpegel als ein Verbrennungsmotor erzeugt, wieso ist es dann notwendig, elektrische Maschinen auf ihre Schallemissionen hin zu optimieren?

1.1 NVH im Kontext der Elektromobilität

Die Reduktion des Außengeräusches eines Fahrzeugs wird in weiten Teilen durch die Gesetzgebung motiviert. Das Innengeräusch ist von großer Wichtigkeit für viele Kunden und beeinflusst ihre Kaufentscheidung. Die hierbei gestiegenen Erwartungen rücken die Schallreduktion im Innenraum in den Fokus der Entwicklung von Fahrzeugen [3].

Durch das Ersetzen eines Verbrennungsmotors durch eine elektrische Antriebsmaschine verändert sich das Innenraumgeräusch grundlegend. Über Jahrzehnte hat sich in der Bevölkerung eine gewisse Akzeptanz für das tieffrequente Brummen von Verbrennungsmotoren aufgebaut. Dieses wird nun durch ein schmalbandiges, höherfrequentes Geräusch ersetzt, das viele Menschen als Pfeifen wahrnehmen. Dadurch treten für elektrische und hybrid-elektrische Fahrzeuge mehrere Probleme auf.

Zunächst weist das Geräusch vieler Elektromotoren eine hohe Tonalität auf, da sie nicht nur ein sehr schmalbandiges Geräusch erzeugen, sondern annähernd sinusförmige Töne emittieren. Mit der Tonalität wird in der Psychoakustik ein Geräusch beschrieben, in dem einzelne tonale Komponenten eindeutig zu identifizieren sind [2]. Gerade ein schmalbandiges Rauschen kann als einzelner Ton empfunden werden. Von Insassen kann ein Fahrzeuggeräusch mit hoher Tonalität negativ bewertet werden [4].

Ein weiteres Problem der schmalbandigen Geräuschquelle Elektromotor, ist die im Vergleich zu einer Verbrennungskraftmaschine geringe spektrale Verdeckung. Vor allem bei niedrigen Geschwindigkeiten, bei denen die Antriebsgeräusche noch überwiegen, verdeckt das tieffrequente Brummen der Verbrennungsmotoren mit hohen Schalldruckpegeln andere unerwünschte Geräusche wie das Knarzen des Interieurs oder Pfeifen von Spalten in der Karosserie [2]. Damit müssen einzelne Bauteile und Baugruppen, die bislang nicht im Fokus der Ingenieurinnen und Ingenieure lagen, in den Entwicklungsprozess einbezogen werden. Besonders wenn bereits bestehende Modelle zu elektrischen oder hybridelektrischen Fahrzeugen umgebaut werden, können diese kleinen Nebengeräusche zu einem geringeren Komfortempfinden beitragen [5].

Gerade im Bereich der Hybridantriebstechnik stehen Ingenieurinnen und Ingenieure, die sich mit Noise Vibration and Harshness¹ (NVH) befassen, vor großen Herausforderungen. Hier muss nicht nur die Vibroakustik des Verbrenners und der elektrischen Maschine betrachtet werden, sondern auch das Zusammenspiel der beiden Antriebe. Das Aus- und Einschalten des Verbrennungsmotors während der Fahrt kann erhebliche Schwingungen in die Fahrzeugkarosserie einleiten und einen unerfahrenen Fahrer irritieren [7]. Da Hybrid- und vollelektrische Fahrzeuge im Stand im Allgemeinen keine Antriebsgeräusche von sich geben, kann es für den Fahrer zu Fehlinterpretationen über den Betriebszustand kommen [4].

Die genannten Herausforderungen werden noch weiter verschärft, da sich der Umstieg von herkömmlichen Fahrzeugen auf elektrisch angetriebene Fahrzeuge nicht schrittweise, sondern aufgrund des politischen Druckes eher sprungweise erfolgen soll [2]. Damit werden die NVH-Entwicklerinnen und NVH-Entwickler meist mit vielen Anforderungen gleichzeitig konfrontiert. Um alle Bedürfnisse abzudecken, muss eine vibroakustische Betrachtung des Fahrzeugs, der Baugruppe und jedes einzelnen Bauteils so früh wie möglich in den Entwicklungsprozess integriert werden. Und das vor allem auch für Elektromotoren.

¹ Mit den englischen Begriffen Noise, Vibration und Harshness werden hör- und fühlbare Schwingungen bezeichnet. Der Begriff Harshness (Rauheit) steht dabei für den Übergangsbereich zwischen 20 und 300 Hz, in dem Schwingungen bereits hörbar (Noise) und zeitgleich noch spürbar (Vibration) sind [6].

1.2 Etablierte Methoden zur Schwingungsreduktion in der Fahrzeugtechnik

Im Folgenden soll nun ein Überblick über bereits bekannte Methoden gegeben werden, wie ganze Fahrzeuge, einzelne Baugruppen oder spezielle Komponenten untersucht und Schwingungen reduziert werden. Betrachtet man zunächst das Gesamtsystem „Fahrzeug“, so werden seit vielen Jahrzehnten an Prototypen vibroakustische Messungen durchgeführt [8, 9]. Vor allem die Transferpfad-Analyse (In der Literatur häufig als TPA abgekürzt) hat in der Forschung und der Industrie eine lange Tradition. In vielen Grundlagenwerken wird die dahinterstehende Methodik erklärt [6, 10].

Um eine Transferpfad-Analyse an Gesamtfahrzeugen durchzuführen, werden in der Industrie häufig sogenannte Vierstempelanlagen verwendet². Auf einer solchen Anlage kann jedes Rad in Z-Richtung beliebig angeregt werden. Durch passende Platzierung der Sensorik im Fahrzeug ist die Schwingungsantwort einzelner Baugruppen auf die Schwingungsanregung im Zusammenbau direkt messbar. Vor allem um den Ursprung bestimmter Schwingungen zu untersuchen eignet sich diese Methode [6, 11, 12].

Um das Gesamtfahrzeug im aktiven Betriebszustand (d. h. mit rollenden Reifen) zu untersuchen werden Rollenprüfstände verwendet. Im Unterschied zur Vierstempelanlage können hier Phänomene untersucht werden, die nur im rollenden Betrieb auftreten. Über unterschiedliche Beläge auf den Rollen können auch hier verschiedene Anregungen in das Fahrzeug eingebracht werden. Ein Wechsel der Rollenbeläge ist aber sehr aufwendig. Die Geräusche der Abgasanlage von Fahrzeugen mit Verbrennungsmotoren, sowie das Reifen-

² In Fachkreisen auch als Hydropulser bezeichnet

Abrollgeräusch beim Überfahren eines Einzelhindernisses sind typische Quellen, die auf Rollenprüfständen untersucht werden [6].

Besonders wichtig für elektrische Fahrzeuge, sind vibroakustische Messungen, die auf Teststrecken und im öffentlichen Straßenverkehr durchgeführt werden. Sowohl das Innen-, als auch das Außengeräusch spielen dabei eine Rolle. Um die gesetzlichen Anforderungen an das Außengeräusch zu erfüllen, werden beschleunigte Vorbeifahrtmessungen auf genormten Prüfstrecken durchgeführt [13, 14, 15], bei denen nicht nur die Geräuschemissionen des Antriebs eine Rolle spielen. Um die Umweltbedingungen noch besser kontrollieren zu können, gibt es Methoden, die beschleunigte Vorbeifahrtmessung auf Rollenprüfständen zu simulieren [16].

Natürlich ist am Ende das Geräuschniveau des gesamten Fahrzeugs entscheidend, aber neben den Untersuchungen an Gesamtfahrzeugen werden auch Maßnahmen mit einzelnen Komponenten und Baugruppen durchgeführt. Dies erleichtert die Untersuchung und das Einleiten von Maßnahmen. Hat aber den Nachteil, dass nicht das Zusammenspiel aller Fahrzeugkomponenten untersucht werden kann. Eine gängige Methode für Baugruppen ist die Reduzierung von Schallemissionen durch modale Entkopplung, beispielsweise bei Bremsenquietschen [17]. Zunächst werden durch eine experimentelle Modalanalyse³ die Eigenfrequenzen bestimmt [6, 18]. Treten im Betrieb Schwingungen mit Frequenzen in der Nähe der Eigenfrequenzen der untersuchten Bauteile auf, wird versucht die entsprechende Eigenfrequenz des Bauteils oder der Baugruppe durch konstruktive Maßnahmen zu verschieben [19].

³ Sollten die physikalischen Parameter der Masse, Steifigkeit und Dämpfung bekannt sein, lässt sich die Modalanalyse auch theoretisch durchführen. Dies ist aber meist nur dann der Fall, wenn hinreichend genaue Simulationsmodelle vorliegen. Diese werden meist durch experimentelle Modalanalysen validiert.

Um die Qualität der gemessenen modalen Parameter zu verbessern wurden in den letzten Jahren die Beschleunigungssensoren deutlich verbessert. Mit dem Aufkommen der MEMS-Sensoren⁴, können Beschleunigungen hochpräzise aufgenommen werden [20]. Auch für höherfrequente Schwingungen wurden Sensoren aus speziellen Materialien entwickelt [21]. Gegenüber Sensoren, die an der schwingenden Struktur befestigt werden müssen, bietet die Laservibrometrie große Vorteile. So wird die Messung bei leichten Bauteilen durch das Gewicht des Sensors nicht verfälscht. Außerdem kann mit einem Laser-Doppler-Vibrometer ein rotierendes, oder heißes Bauteil gemessen werden. Die Systeme sind in der Lage Amplituden im Nanometerbereich zu erfassen und bei Kopplung mit Roboterarmen ganze Oberflächen schnell abzuscannen [22, 23]. Wenn aufgrund des Bauraums aber kein Platz für den Laserkopf ist, muss auf herkömmliche Schwingungssensoren zurückgegriffen werden.

Bei Methoden zur Reduktion von Schwingungen in Baugruppen spielt häufig auch das Getriebe und dessen Gehäuse in vielen Untersuchungen eine wichtige Rolle. So können die Torsionsschwingungen detektiert werden, um den Ursprung von Getrieberasseln zu untersuchen und mit geeigneten konstruktiven Maßnahmen diesem Rasseln entgegenzuwirken [24].

Fortschritte im Bereich der Computertechnik ermöglichen es seit einigen Jahren immer mehr Versuche und Tests nicht mehr am realen Bauteil, sondern durch Simulationen durchzuführen [25]. Dies wird vor allem deswegen notwendig, da inzwischen NVH-Anforderungen bereits sehr früh in die Bauteilkonstruktion und Fahrzeugkonzeption mit einfließen. In einem so frühen Stadium der Entwicklung stehen noch keine Prototypen zur Erprobung zur

⁴ MEMS steht für Micro-Electro-Mechanical Systems

Verfügung. Deshalb müssen Bauteile virtuell auf ihre Schwingungseigenschaften untersucht werden, damit die inzwischen sehr kurzen Entwicklungszyklen von Fahrzeugen eingehalten werden können [26].

Als Kombination aus Tests an Prototypen und der Simulation von Bauteilen gilt das Verfahren Hardware-in-the-Loop (HiL). Dabei werden einige Bauteile als physische Komponenten aufgebaut, die restlichen Komponenten des Systems werden virtuell simuliert. Im Bereich NVH werden HiL-Tests dort eingesetzt, wo kein physischer Zugriff auf ein Fahrzeug besteht. Mit Hilfe von Messdaten kann jedoch dessen Verhalten für Anwendungen simuliert werden, sodass deren Effekt vorab validiert werden kann [27]. Im Bereich der Elektromobilität werden häufig die Antriebsmaschinen auf HiL-Prüfständen getestet. Dabei simuliert neben der Antriebsmaschine ein weiterer Elektromotor das Lastmoment, das dem Antrieb im Betrieb entgegenwirkt [28]. Im späteren Verlauf der Arbeit, wird genau dieser Ansatz genutzt und eine elektrische Maschine auf einem HiL-Prüfstand verwendet, um die in Abschnitt 5 vorgestellte Regelungsmethode zu testen.

An dieser Stelle gehen Baugruppen-Untersuchungen häufig in Komponenten-Untersuchungen über. Auch auf dieser untersten Ebene werden bereits Methoden zur Schwingungsreduktion im Entwicklungsprozess eingebunden. Vor allem auf dem Gebiet NVH für Elektromotoren sind in den letzten Jahren viele Fortschritte erzielt worden. Ein Kernelement dabei ist die Reduktion von Drehmomentschwingungen. Den häufiger verwendeten Methoden widmet sich ein eigener Abschnitt in dieser Arbeit und eine genauere Beschreibung ist in Kapitel 2.4 zu finden. An dieser Stelle sei darauf verwiesen, dass sich die Methoden zur Reduktion von Drehmomentschwankungen im Groben in konstruktive Methoden und regelungstechnische Eingriffe unterscheiden lassen.

Nach diesem Zuschnitt über Methoden zur Reduktion von Schwingungs- und Geräuschemissionen vom Gesamtfahrzeug über Baugruppen hin zu einzelnen Komponenten wie dem Elektromotor, soll nun im Folgenden die Zielsetzung der Arbeit erläutert werden.

1.3 Zielsetzung der Arbeit

Das Ziel dieser Arbeit ist es, eine Methodik zu entwickeln, mit der das tonale Geräusch von Elektromotoren reduziert werden kann, um damit die Akzeptanz von elektrisch angetriebenen Fahrzeugen zu erhöhen. Die Verbesserung des NVH-Verhaltens der Maschine soll zudem ohne konstruktive Änderungen auskommen, damit die Methode auch für Motoren eingesetzt werden kann, die bereits fertig konstruiert sind und erst sehr spät als unangenehm laut identifiziert werden. Dabei dient als Untersuchungsobjekt eine permanentmagneterregte Synchronmaschine, da sich dieser Maschinentypus aufgrund seiner hohen Leistungsdichte in vielen automobilen Anwendungen durchgesetzt hat. Nach Möglichkeit soll der Ansatz aber auch auf andere Drehfeldmaschinen erweitert werden können.

Wie in Abschnitt 2.4 ausführlich beschrieben wird, gibt es bereits Methoden, die eine Reduktion der Drehmomentschwingungen ohne konstruktive Maßnahmen ermöglichen. Ein besonderes Augenmerk soll aber auf Komponenten des Elektromotors gelegt werden, die sich im Laufe der Lebensspanne einer elektrischen Maschine im automobilen Betrieb verändern können. Die zu erarbeitende Methode soll also adaptiv auf Veränderungen der Umwelt- und der Systembedingungen reagieren können, was bei aktuellen Methoden derzeit in diesem Umfang nicht möglich ist. Weiterhin muss es möglich sein, die Methode jederzeit abzuschalten, ohne den Betrieb der Maschine oder gar des ganzen Fahrzeugs zu beeinflussen.

2 Grundlagen

Im nachfolgenden Kapitel werden die für das Verständnis und die Nachvollziehbarkeit des Ansatzes notwendigen theoretischen Grundlagen für Elektromotoren dargelegt. Im ersten Schritt wird die Funktionsweise von permanentmagneterregten Synchronmaschinen erläutert. Der Ansatz in dieser Arbeit ist prinzipiell nicht auf diesen Maschinentyp beschränkt. Allerdings werden Synchronmaschinen mit Permanentmagneten häufig für Traktionsmaschinen elektrisch angetriebener Fahrzeuge verwendet. Das liegt vor allem an ihrer hohen Leistungsdichte und dem niedrigen Leistungsgewicht im Vergleich zu anderen elektrischen Maschinen. Anschließend werden unterschiedliche Varianten zur Ansteuerung erläutert. Als Nächstes folgen verschiedene Methoden zur Reduktion von Schwingungen im elektromagnetischen Drehmoment der Maschine. Zum Abschluss des Kapitels wird der Ansatz der Harmonic Current Injection vorgestellt.

2.1 Funktionsweise permanentmagneterregter Synchronmaschinen

Aufbau und Theorie von permanentmagneterregten Synchronmaschinen sind ausführlich in der Literatur beschrieben [29, 30, 31, 32]. Daher soll an dieser Stelle nur eine kurze Zusammenfassung der wichtigsten Eigenschaften erfolgen. Permanentmagneterregte Synchronmaschinen gehören zu den Drehfeldmaschinen. Bei den weit verbreiteten dreiphasigen Maschinen werden die Spulen im Stator so angeordnet, dass bei einer sinusförmigen Bestromung mit einer Phasenverschiebung von 120° zwischen den drei Strängen ein rotierendes Magnetfeld entsteht. Abbildung 2.1 zeigt die Anordnung für eine Maschine mit einer vereinfachten Windungsdarstellung und den dazu passenden Strömen, um ein rotierendes Magnetfeld zu generieren. Die Ströme in den einzelnen Spulen werden dabei mit $i_{s,a}$, $i_{s,b}$ und $i_{s,c}$ bezeichnet.

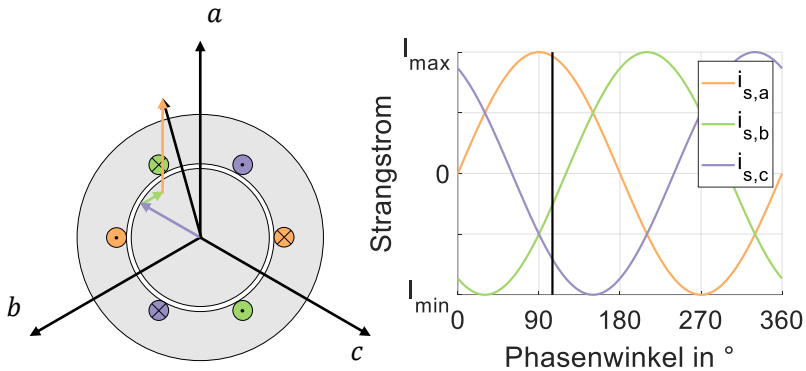


Abbildung 2.1: Schematische Darstellung eines Stators einer Drehfeldmaschine mit zugehörigem Stromsystem zur Erzeugung eines rotierenden Magnetfeldes. Abbildung angelehnt an Abb 5.8 auf Seite 288 von [31].

Um ein elektromagnetisches Drehmoment zu erzeugen, muss auch durch den Rotor ein Magnetfeld erzeugt werden. Bei permanentmagneterregten Maschinen werden dafür Permanentmagnete auf dem Rotor angeordnet. Diese können entweder auf der Oberfläche verteilt oder im Rotor selbst versenkt werden. Im Allgemeinen können bei vergrabenen Magneten höhere Wirkungsgrade erreicht werden, als bei Oberflächenmagneten. Dies wird durch die Ausnutzung zusätzlicher Anteile des Reluktanzmomentes¹ möglich. Allerdings können dadurch stärkere Rastmomente und damit Drehmoment-schwankungen entstehen [33].

¹ Reluktanzmomente sind Anteile am Drehmoment, die durch die ungleichförmige Verteilung des Magnetfeldes im weichmagnetischen Material des Rotors durch die vergrabenen Permanentmagnete entstehen. Bei Synchronmaschinen mit Oberflächenmagneten ist diese Ungleichförmigkeit vernachlässigbar gering.

Durch das Magnetfeld des Rotors werden an dessen Oberfläche Ströme generiert, die in Kombination mit dem Magnetfeld des Stators eine Lorentzkraft erzeugen. Die Lorentzkraft sorgt dafür, dass sich der Rotor und damit auch sein konstantes magnetisches Feld am rotierenden Feld des Stators ausrichtet [31]. Denn das physikalische System ist versucht, einen möglichst energiereichen Zustand einzunehmen. Je weiter die ungleichnamigen Pole der Magnetfelder voneinander abweichen, desto größer ist die Kraft, die die beiden Pole aufeinander zubewegt. Über den Radius des Rotors, entsteht ein Drehmoment, welches das Magnetfeld des Rotors an dem des Stators ausrichten möchte. Die Abweichung zwischen den beiden ungleichnamigen Polen wird in der Literatur als Polradwinkel² bezeichnet [32].

2.2 Maschinengleichungen für permanentmagneterregte Synchronmaschinen

Vereinfacht kann eine permanentmagneterregte Synchronmaschine als ein System erster Ordnung angenommen werden, wobei jede Phase als induktives Widerstandsnetz dargestellt werden kann [34]. Laufen die drei Phasen an einem gemeinsamen Punkt zusammen, spricht man von einer Sternschaltung.

Abbildung 2.2 zeigt das vereinfachte elektrische Schaltbild der Maschine. Daraus lässt sich die Spannung jedes Stranges wie folgt berechnen:

$$u_{s,x} = R_s i_{s,x} + L_s \frac{di_{s,x}}{dt} + u_{p,x} \quad (2.1)$$

Die zeitabhängigen Ströme werden mit $i_{s,x}$ bezeichnet, dabei steht das x als Platzhalter für den jeweiligen Strang a , b oder c . Gleiches gilt für die Polradspannung, die im elektrischen Schaltbild als Spannungsquelle dargestellt ist

² Im englischsprachigen Raum als „Load Angle“ bezeichnet.

und mit $u_{p,x}$ beschrieben wird. R_s und L_s beschreiben den Widerstand bzw. die Induktivität der Wicklungen. In ideal angenommenen Maschinen sind diese in den einzelnen Strängen identisch.

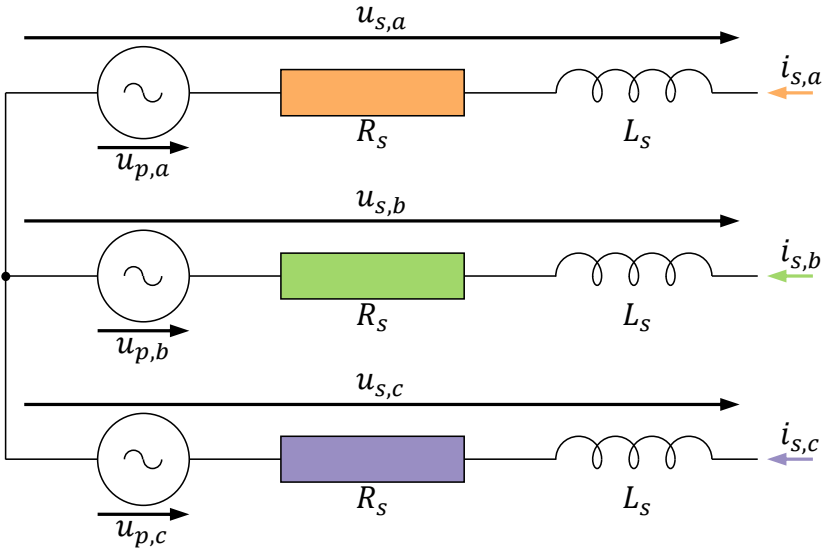


Abbildung 2.2: Vereinfachtes Ersatzschaltbild einer sternverschalteten permanentmagneterregten Synchronmaschine. Abbildung angelehnt an Figure 1 von [66].

Stellt man Gleichung 2.1 (für die Phasen a, b und c) um und verwendet die Clarke- und Park-Transformation³ [35, 36] um das System in seine d- und q-Komponenten⁴ zu zerlegen, entstehen die aus [37] bekannten Gleichungen für die Spannungen im Stator:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_m \psi_q \quad (2.2)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_m \psi_d \quad (2.3)$$

In den Gleichungen 2.2 und 2.3 wurden die Induktionsterme bereits durch die zeitliche Ableitung der magnetischen Flüsse in d- und q-Richtung ($\frac{d\psi_d}{dt}$ bzw. $\frac{d\psi_q}{dt}$) ersetzt. Außerdem wurde die Polradspannung durch das Produkt von Drehzahl ω_m und magnetischem Fluss (ψ_d bzw. ψ_q) ersetzt.

Da das elektromagnetische Drehmoment, das die Maschine aufgrund der Ströme generiert, unabhängig vom genutzten Koordinatensystem ist, kann

³ Mathematische Formeln zur Clarke- und Park-Transformation sind im Anhang zu finden.

⁴ Als d-q-System wird im Kontext von elektrischen Maschinen ein zweiachsiges Koordinatensystem bezeichnet, welches sich fix mit dem Rotor dreht. Dies hat für die Berechnungen in der elektrischen Maschine den Vorteil, dass viele Wechselgrößen zu Gleichgrößen werden. Zur Überführung vom dreiphasigen a,b,c-System in ein d-q-System wird die Clarke- und Park-Transformation verwendet. Die Indizes „d“ und „q“ kommen aus dem englischsprachigen Raum. „d“ steht hierbei als Kürzel für „direct“, da die d-Achse direkt an der rotierenden Hauptachse des Rotors ausgerichtet wird. „q“ steht für „quadrature“; „quadrature angle“ ist in vielen Fachgebieten der englische Ausdruck für einen rechten Winkel.

das Drehmoment auch im d-q-System berechnet werden. Für Drehfeldmaschinen im Allgemeinen gilt die Formel für das elektromagnetische Drehmoment [37]:

$$T_{em} = \frac{3}{2} Z_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2.4)$$

Wobei ψ_d und ψ_q für den magnetischen Fluss in d- und q-Richtung steht und Z_p die Polpaarzahl angibt. Für permanentmagneterregte Synchronmaschinen gilt, dass abzüglich der zu vernachlässigenden Streuteile der magnetische Fluss des Rotors konstant ist und für ihn folgende Zusammenhänge angenommen werden können [37]:

$$\psi_d = \psi_{pm} + L_d i_d \quad (2.5)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2.6)$$

ψ_{pm} beschreibt den magnetischen Fluss, den die Permanentmagneten erzeugen, L_d und L_q stehen für die Induktivitäten der Statorwicklung in d- und q-Richtung. Eingesetzt in Gleichung 2.4 ergibt das für das elektromagnetische Drehmoment von permanentmagneterregten Synchronmaschinen:

$$T_{em} = \frac{3}{2} Z_p (\psi_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.7)$$

Wie Gleichung 2.7 zu entnehmen ist, hängt in einer idealisierten permanentmagneterregten Synchronmaschine das elektromagnetische Drehmoment lediglich von den Induktivitäten und den Strömen des Stators ab. Die Induktivitäten können über eine Rotorumdrehung hinweg variieren, bleiben aber periodisch und verändern sich nur abhängig vom Verdrehwinkel. Über den Lebenszyklus einer Maschine sind sie allerdings konstant, daher bleiben als Eingriffsgröße während des Betriebs nur die Ströme übrig, da die Polpaarzahl und der magnetische Fluss der Permanentmagneten ebenfalls konstant sind.

Die Drehzahl kann über die allgemeine mechanische Differenzialgleichung für rotierende Maschinen bestimmt werden, die sich aus dem Drallsatz ableitet:

$$J_R \frac{d\omega_m}{dt} = T_{em} - T_L \quad (2.8)$$

Hier steht J_R für das Massenträgheitsmoment des Rotors und T_L für die Summe aller Lastmomente, die am Rotor angreifen. Im folgenden Kapitel werden unterschiedliche Methoden vorgestellt, wie mit Hilfe der Ströme die permanentmagneterregte Synchronmaschine geregelt werden kann.

2.3 Regelungsmethoden für permanentmagneterregte Synchronmaschinen

Im Automobilbereich ist es üblich die Traktionsmaschine mit einer Drehmomentregelung zu versehen. Der Fahrer stellt das gewünschte Drehmoment über den Winkel des Gaspedals ein und der Motor soll das Wunschmoment möglichst schnell erreichen und ohne größere Schwankungen halten. Die Geschwindigkeit des Fahrzeugs ergibt sich aus dem vorgegebenen Drehmoment, den Lastmomenten und den Übersetzungsverhältnissen im Antriebsstrang. Demnach ist für die Elektromobilität eine Methode zur Drehmomentregelung sinnvoll.

Durch Tempomaten und Active Cruise Control (ACC) bzw. generell autonomen Fahren sind immer mehr drehzahlgeregelte Systeme von Bedeutung. Allerdings kann durch eine Kaskadenregelung jede Drehmomentregelung auf eine Drehzahlregelung erweitert werden. Je nach Betriebsbereich und Regelungskonzept gibt es unterschiedliche Ansätze, die Drehmomentregelung umzusetzen.

2.3.1 Feldorientierte Regelung

Die permanentmagneterregte Synchronmaschine gehört zu den Drehfeldmaschinen. Damit steht die Regelung vor der Herausforderung, die Statorströme derart vorzugeben, dass sich das gewünschte Drehmoment in der Maschine einstellt. Eine Variante dieses Regelungsproblem zu lösen, ist die feldorientierte Regelung. Ihr liegt eine Vektorregelung zu Grunde. In der Literatur wird die vektorielle Betrachtung der elektrischen Größen der Maschine als Raumzeigerdarstellung bezeichnet [38]. Betrachtet man die Vektoren aus dem statorfesten Koordinatensystem, dann rotieren diese synchron mit dem Rotor. Wechselt man nun das Bezugssystem in ein ebenfalls mit der Drehzahl des Rotors rotierendes Koordinatensystem, dann transformieren⁵ sich die rotierenden Vektoren in stillstehende Gleichgrößen, die problemlos mit einfachen PI-Stromreglern ausgegelt werden können.

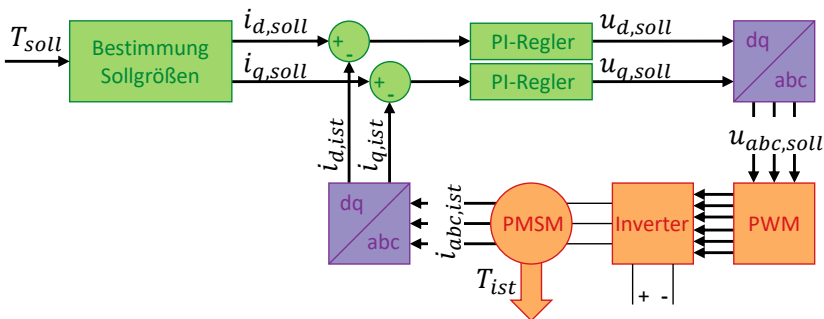


Abbildung 2.3: Die feldorientierte Regelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM) mit Pulsweitenmodulation (PWM) und Leistungselektronik, dargestellt als vereinfachtes Blockschaltbild. Abbildung angelehnt an Abb. 16.78 - Abb. 16.81 auf den Seiten 1117 - 1119 von [37].

⁵ Mathematisch ist dies, wie in Abschnitt 2.1.1 bereits erwähnt, mit der Clarke- und Park-Transformation beschrieben.

Die gemessenen Größen aus der Maschine werden ebenfalls in das rotierende System transformiert und die Differenz zu den Sollwerten liefert die Regelgrößen. Neben den Strömen muss zur Transformation auch die aktuelle Drehzahl bekannt sein. Die grundlegende Regelstruktur ist als vereinfachtes Blockschaltbild in Abbildung 2.3 dargestellt. Das rotierende System wird auch als d-q-System bezeichnet. Daher werden die Komponenten der Raumzeiger ebenfalls mit den Indizes d und q voneinander unterschieden.

Die Stromregler geben in d- und q-Richtung jeweils Spannungen vor, sodass sich die geforderten Ströme in der Maschine einstellen. Zur Umsetzung der Signale wird in der Regel eine Pulsweitenmodulation eingesetzt. Vor allem im Automotive-Bereich steht zur Speisung der elektrischen Maschine lediglich eine Gleichspannungsquelle (die Autobatterie) zur Verfügung. Das elektrische Potenzial dieser Gleichspannungsquelle lässt sich nicht variieren. Um dennoch die benötigten Wechselströme in der elektrischen Maschine generieren zu können, wandelt die Pulsweitenmodulation die Sollspannungen in elektrische Impulse um, die die einzelnen Stränge der Leistungselektronik positiv oder negativ leitend schalten. Durch die Induktivitäten in der elektrischen Maschine, die wie eine Trägheit wirken und ein Springen der Ströme nicht zulassen, entsteht durch das passende Pulsmuster ein annähernd sinusförmiger Verlauf für die Stromstärke. Eine simple und weit verbreitete Methode zur Umsetzung des Pulsmusters ist die Überlagerung des Sollsignals mit einem Dreiecksignal. Wenn das Sollsignal für einen Pulstakt mehrheitlich oberhalb des Dreiecksignals liegt, wird der entsprechende Strang positiv, andernfalls negativ geschaltet (vgl. Abbildung 2.4).

Offen ist nun noch die Fragestellung, wie die Sollgrößen für die Stromkomponenten i_d und i_q bestimmt werden, sodass sich das gewünschte elektromagnetische Drehmoment in der Maschine einstellt. In der Literatur [37] gibt es dazu ausführliche Werke, weshalb hier nur eine kurze Darstellung einzelner Methoden aufgezeigt werden soll.

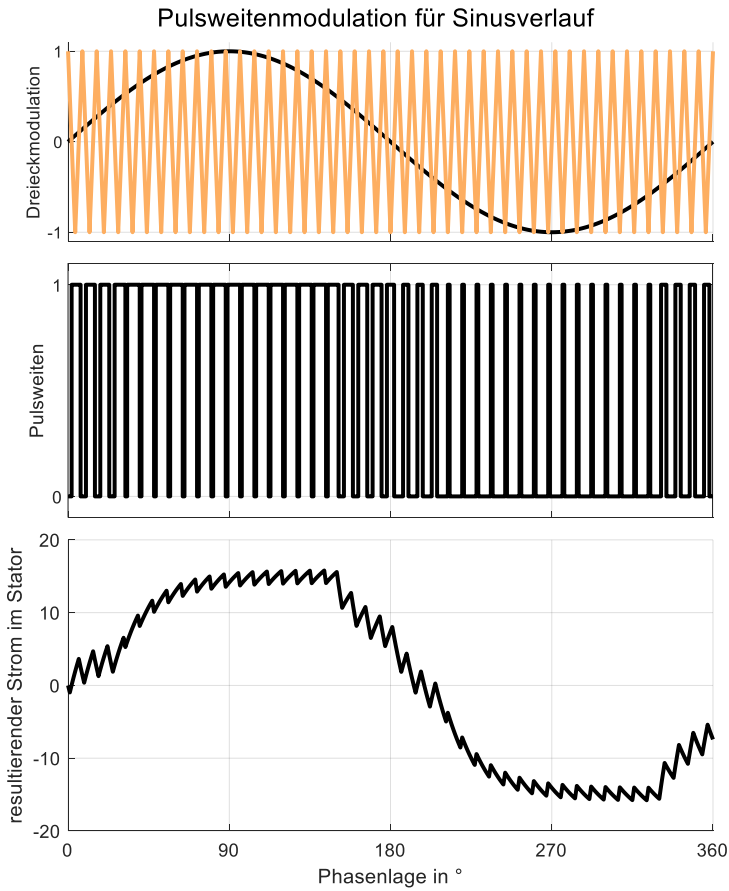


Abbildung 2.4: Umsetzung einer Pulsweitenmodulation für ein fiktives Sinussignal mit Dreieckmodulation.

Zunächst ist zu unterscheiden, ob sich der angeforderte Betriebspunkt im Ankerstellbereich⁶ befindet oder nicht. Als Ankerstellbereich wird der Bereich des Drehmoment-Drehzahl-Kennfeldes bezeichnet, der sich vom Stillstand bis zur Nenndrehzahl⁷ erstreckt. Der Bereich mit höheren Drehzahlen als die Nenndrehzahl wird Feldschwächbereich genannt (vgl. Abbildung 2.5). Je nachdem in welchem Bereich die Maschine betrieben wird, muss eine unterschiedliche Aufteilung der Stromkomponenten i_d und i_q gefunden werden.

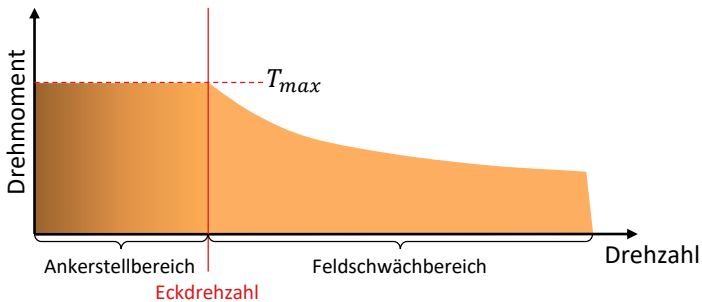


Abbildung 2.5: Schematische Darstellung eines typischen Drehzahl-Drehmoment-Kennfeldes einer elektrischen Maschine mit gekennzeichnetem Anker- und Feldschwächbereich.

⁶ Der Begriff Ankerstellbereich wurde bereits bei der Einteilung des Drehzahlbereichs von Gleichstrommaschinen verwendet und ist zurückzuführen auf den Drehzahlbereich, der mit Hilfe der Veränderung der Ankerspannung erreicht werden kann [39].

⁷ Häufig auch als Eckdrehzahl bezeichnet.

Wenn sich die Maschine im Ankerstellbereich befindet, ist eine bewährte Auslegungsmethode „Maximum Torque per Ampere“⁸. Um die Maschine vor Beschädigung zu schützen, darf der Strombetrag in den Spulen einen bestimmten Grenzwert nicht überschreiten:

$$|i_s| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{max} \quad (2.9)$$

Mit diesem maximal verfügbaren Strom soll nun das maximale Drehmoment generiert werden. Der einfachste Ansatz, der bei sehr niedrigen Drehzahlen auch häufig eingesetzt wird, ist i_d zu Null zu regeln und i_q so lange zu erhöhen, bis das gewünschte Drehmoment erreicht ist. Bei steigender Drehzahl liefert dies aber nicht mehr das optimale Ergebnis. Stattdessen kann ein Minimierungskriterium eingeführt werden, bei dem das Drehmoment in Abhängigkeit der Nebenbedingung aus Gleichung 2.9 maximiert werden soll. Dies liefert folgende Aufteilung des Stroms [37]:

$$i_d = -\frac{\psi_{pm}}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\psi_{pm}^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^2} \quad (2.10)$$

Setzt man nun Gleichung 2.10 in Gleichung 2.7 ein, kann ein Sollwert für i_q nach folgender Gleichung bestimmt werden, damit die Stromaufteilung aus Gleichung 2.10 das gewünschte Drehmoment liefert [37]:

$$i_q^4 + \frac{2T_{em}\psi_{pm}}{3(L_d - L_q)^2 Z_p} i_q - \frac{(2T_{em})^2}{9(L_d - L_q)^2 Z_p^2} = 0 \quad (2.11)$$

Anders als bei der Methode i_d zu Null zu regeln, kann mit dieser Stromaufteilung auch bei steigender Drehzahl das maximal mögliche Drehmoment pro Stromstärke erreicht werden. Dies minimiert so weit wie

⁸ Manchmal auch als „Maximum Torque per Current“ bezeichnet.

möglich die Ohm'schen Verluste im Stator. Streng genommen handelt es sich bei dieser Methode allerdings nicht um eine Drehmomentregelung, sondern lediglich um eine Drehmomentsteuerung, da es keine Rückführung des aktuell anliegenden Drehmoments gibt. Sofern es also Abweichungen zwischen den bei der Berechnung des Stromes genutzten Parameter und den realen Parametern in der Maschine gibt, werden zwar die Sollströme entsprechend durch die Stromregelung nachgefahren, das resultierende elektromagnetische Drehmoment kann aber vom gewünschten Wert abweichen.

Wie in Gleichung 2.3 zu sehen ist, erhöht sich die Spannung im Stator in q-Richtung mit steigender Drehzahl. Hat die Maschine die Nenndrehzahl erreicht, liegt die Spannung auf dem maximal zulässigen Wert. Soll die Drehzahl nun weiter erhöht werden, muss der q-Strom reduziert werden, damit die zulässige Spannung nicht überschritten und die Maschine und die anhängende Leistungselektronik nicht beschädigt werden. Hier geht die Maschine vom Ankerstellbereich in den Feldschwächbereich⁹ über. Um diesen neuen physikalischen Grenzwert mit einzubeziehen, wechselt man von der Auslegungsmethode „Maximum Torque per Ampere“ auf „Maximum Torque per Volt“. In die Aufteilung der Stromkomponenten und die Bestimmung von i_q aus dem gewünschten Drehmoment wird dabei auch die maximal zulässige Spannung u_{max} und die Rotordrehzahl ω_r einbezogen [37]:

$$i_d = -\frac{\psi_{pm}}{L_d} \pm \frac{1}{L_d} \sqrt{\left(\frac{u_{max}}{\omega_m^2}\right)^2 - (L_q i_q)^2} \quad (2.12)$$

⁹ Der Name „Feldschwächbereich“ stammt noch aus dem Betrieb von Gleichstrommaschinen, bei denen zur Steigerung der Drehzahl ab der Nenndrehzahl der Erregerstrom des Rotors reduziert und damit das magnetische Feld, das dieser erzeugt, abgeschwächt wurde.

$$i_q^4 + \frac{\psi_{pm}^2 L_q^2 - (L_d - L_q)^2 \omega_m^2}{L_q^2 (L_d - L_q)^2} i_q^2 - \frac{4 T_{em} L_d L_q \psi_{pm}}{3 L_q^2 Z_p (L_d - L_q)^2} i_q + \frac{(2 T_{em} L_d)^2}{9 L_q^2 Z_p^2 (L_d - L_q)^2} = 0 \quad (2.13)$$

Die Frage, ob sich die Maschine im Ankerstellbereich oder im Feldschwächbereich befindet, entscheidet lediglich die Methode zur Bestimmung der Sollgrößen. Alle anderen Komponenten der feldorientierten Regelung bleiben gleich.

2.3.2 Direct Torque Control

Eine alternative Methode zur Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen ist die „Direct Torque Control“. Grundlage dieser Regelung bildet eine Schalttabelle. Diese bestimmt die Gatesignale und damit auch, welche der B6-Brücken¹⁰ im Umrichter leitend geschaltet werden. Die Vorgabe wird anhand der Flussverkettung und dem anliegenden Drehmoment durchgeführt. Für die dreiphasige Maschine gibt es für jeden Strang die Möglichkeit entweder an eine positive oder eine negative Spannungsquelle angeschlossen zu werden. Insgesamt sind also acht unterschiedliche Schaltzustände möglich (vgl. Abbildung 2.6) [40].

¹⁰ „B6“ bezeichnet die Struktur des Umrichters. Die drei Phasen, die für den Betrieb der Maschine notwendig sind, werden über 6 Brücken gesteuert, jeweils zwei pro Phase, eine für positive und eine für negative Spannungen. Als Gatesignale werden diejenigen Signale bezeichnet, die die Brücken leitend schalten oder blockieren lassen.

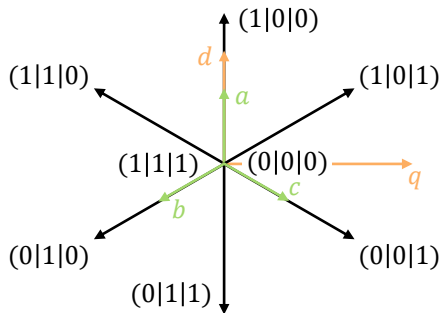


Abbildung 2.6: Mögliche Schaltzustände der Direct Torque Control. Abbildung angelehnt an Fig. 4 in [40].

Um auszuwählen, welcher Schaltzustand als Nächstes notwendig ist, muss der Winkel bestimmt werden, den die magnetische Flussverkettung mit der d- oder q-Achse einschließt. Im nächsten Schritt wird der Betrag des magnetischen Flusses mit einem Sollwert verglichen, der beispielsweise über eine der Methoden der feldorientierten Regelung (Maximum Torque per Ampere oder Maximum Torque per Volt) bestimmt werden kann [41]. Abschließend ist das aktuelle Drehmoment noch mit dem vorgegebenen Sollmoment zu vergleichen. Da das aktuelle Drehmoment nicht direkt gemessen werden kann, wird es durch einen Schätzer mit Hilfe der gemessenen Ströme berechnet.

Bei der Umsetzung der Direct Torque Control wird in der Regel ein Toleranzbereich ΔT um das Solldrehmoment angegeben. Erst wenn das berechnete Istmoment an diese Grenze stößt, wird ein weiterer Schaltzustand eingestellt [40].

Die Regelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mittels Direct Torque Control bietet gegenüber anderen Methoden einige Vorteile. Es sind zum Beispiel keine genauen Modelle für Drehmoment und magnetischen Fluss notwendig, sondern es reichen relativ grobe Abschätzungen aus [41].

Durch die direkte Regelung des Drehmoments ohne Regelung von Strömen und vorgeschalteter Pulsweitenmodulation eignet sich dieses Regelungsschema allerdings nicht für das Einprägen harmonischer Ströme und soll in dieser Arbeit nicht weiterverfolgt werden.

2.3.3 Model Predictive Control

Predictive Control Methoden nutzen im Allgemeinen ein Modell, welches das Systemverhalten für die Zukunft vorhersagt. Diese Informationen können genutzt werden, um die Regelung so einzustellen, dass die beobachtete Größe an den zuvor festgelegten Sollwert angeglichen wird. Predictive Control Methoden können nach der Art und Weise, wie dieser Sollwert erreicht wird, klassifiziert werden [42].

Eine sehr flexible und meist sehr einfache Variante ist die Model Predictive Control. Diese berechnet mit einem mitlaufenden Modell die Reaktion der elektrischen Maschine auf jeden der in Abschnitt 2.3.2 bereits angesprochenen Schaltzustände. Eine Kostenfunktion (beispielsweise einfach der Betrag der Abweichung zwischen Soll- und Istwert) bestimmt anschließend, welcher der Schaltzustände ausgewählt wird [43]. Diese Regelungsmethode lässt sich nicht nur auf das Drehmoment anwenden, sondern jede messbare bzw. berechenbare Größe der Maschine kann auf diese Weise kontrolliert und eingestellt werden.

Entscheidend für die Model Predictive Control ist allerdings, dass das Messen der Größe, die Übermittlung der Daten an den Controller und die Berechnung des Modells für alle Schaltzustände weniger Zeit benötigen darf, als zwischen zwei Abtastschritten zur Verfügung steht. Andernfalls können nicht alle möglichen Schaltzustände miteinander verglichen werden und es kann nicht optimal geregelt werden.

Gegenüber der feldorientierten Regelung und der Direct Torque Control hat die Model Predictive Control einige Vorteile, beispielsweise hat sie ein besseres Verhalten bei stationären Betriebspunkten und zeigt bei niedrigerer Schaltfrequenz ein ebenso gutes dynamisches Verhalten wie die anderen Methoden [44]. Wie die Direct Torque Control auch, greift die Model Predictive Control nicht auf eine Pulsweitenmodulation zurück, um Sollströme in Schaltsignale umzuwandeln. Sie nutzt eine direkte Vorgabe der Schaltzustände im Umrichter und eignet sich daher ebenfalls nicht für das Einprägen harmonischer Ströme und soll in dieser Arbeit nicht weiterverfolgt werden.

2.4 Methoden zur Reduktion von Schwingungen in elektrischen Maschinen

Neben dem zur Verfügungstellen einer Antriebsleistung, bzw. dem Ermöglichen einer Mobilitätslösung, wird für die Fahrzeugentwicklung die Betrachtung des Komforts immer wichtiger. Da inzwischen die meisten namhaften Fahrzeughersteller rein elektrische Antriebe anbieten, versuchen sich die Hersteller durch verbesserten Komfort von der Konkurrenz abzuheben. Die schmalbandigen, hochfrequenten Schallemissionen von elektrischen Antriebsmotoren können sowohl von Insassen im Fahrzeug, als auch von Passanten in der Umgebung als unangenehm empfunden werden [45, 46].

Im Stand des Wissens in Abschnitt 1.2 wurde die modale Entkopplung vorgestellt, die eine Reduktion der Schallemissionen im Fahrzeug ermöglicht. Die Entkopplung ist darauf ausgelegt, die Auswirkung von Schwingungen zu reduzieren. Wenn es aber gelingt die Schwingung selbst zu reduzieren, ist es eventuell gar nicht mehr notwendig ihre Auswirkung mit großem Aufwand zu verändern. Daher wird viel Entwicklungs- und Forschungsarbeit in die Reduktion von Drehmomentschwingungen in elektrischen Antriebsmaschinen gesteckt. Im Groben lassen sich die Ansätze in zwei Bereiche einteilen: konstruktive Methoden und regelungstechnische Eingriffe.

2.4.1 Konstruktive Methoden

Konstruktive Methoden zur Reduktion von Drehmomentschwingungen müssen so früh wie möglich in den Konstruktionsprozess des Elektromotors integriert werden, denn nachträgliche Änderungen sind mit einem großen Aufwand und meist mit immensen Kosten verbunden [47]. Ist allerdings die Notwendigkeit von solchen Maßnahmen frühzeitig bekannt, können bereits kleine Änderungen eine gewaltige Auswirkung haben. Einige Methoden sollen nun im Folgenden kurz vorgestellt werden.

Die Konstruktionsmaßnahmen lassen sich aufteilen in Veränderungen am Rotor, Modifikationen des Luftspaltes und in Veränderungen am Stator [48]. Manche Methoden lassen sich nicht hundertprozentig einer einzelnen Kategorie zuordnen, doch im Großen und Ganzen gehören zu den Maßnahmen am Stator unter anderem:

- Die korrekte Wahl der Nutenöffnung im Verhältnis zur Zahnbreite [49],
- eine Variation der Anzahl der Nuten im Verhältnis zur Anzahl an Permanentmagneten [50],
- die passende Schrägung der Statornuten [51],
- das Einfügen von zusätzlichen Nuten im Statorzahn, die das magnetische Feld im Luftspalt verändern (sogenannte „dummy slots“) [52].

Zu den Maßnahmen am Rotor einer permanentmagneterregten Synchronmaschine, welche die Schwankungen des Drehmoments reduzieren sollen, gehören unter anderen:

- Die Optimierung der Form und Anordnung der Permanentmagneten [53, 54],
- die Schrägung der Rotorform, bei der ebenfalls der Luftspalt variiert wird [55],

- das Design der Magnetnuten und Halterungen im Rotor, die einen direkten Einfluss auf den Verlauf der magnetischen Feldlinien im Eisen haben [56].

Natürlich haben viele der zuvor genannten Methoden, auch wenn sie am Rotor oder am Stator durchgeführt werden, einen Einfluss auf den Luftspalt und das magnetische Feld, das sich darin ausbildet. Darüber hinaus lassen sich durch eine Verjüngung oder die Variation der Länge des Luftspaltes ebenfalls die Schwankungen im Drehmoment reduzieren [57].

2.4.2 Regelungstechnische Eingriffe

Fällt erst nach Abschluss der Konstruktion eines Elektromotors auf, dass die Drehmomentschwankungen in einem inakzeptablen Bereich liegen, lassen sich meist keine konstruktiven Änderungen oder der Einbau einer aktiven Schwingungskompensation mehr realisieren. Um diese Schwankungen zu reduzieren bleiben nur regelungstechnische Eingriffe. Die Methoden, die dabei eingesetzt werden, hängen meist direkt mit der Regelungsmethode der Maschine zusammen; eine Maßnahme, die für eine feldorientierte Regelung funktioniert, kann unter Umständen nicht bei einer Maschine angewendet werden, die mit Direct Torque Control betrieben wird. Im Folgenden sollen einige verschiedene Methoden kurz vorgestellt werden.

Eine in der Literatur vorgestellte Variante zur nachträglichen Reduktion von Drehmomentschwankungen in elektrischen Maschinen, die mit Hilfe der Direct Torque Control geregelt werden ist die Variation von Amplitude und Phasenwinkel der Space Vectors¹¹. Das bedeutet, dass das starre Korsett der Schaltzustände, wie es in Abbildung 2.6 dargestellt ist, aufgebrochen wird und

¹¹ Als Space Vectors werden die Spannungsvektoren bezeichnet, die sich durch die unterschiedlichen Schaltzustände der Umrichter einstellen können.

somit eine genauere Kontrolle des magnetischen Flusses und damit auch des Drehmoments erreicht werden kann [58]. Kernelement sind angepasste Schalttabellen, die vorgeben, wann welche Stränge positiv oder negativ geschaltet werden [59]. Aber nicht nur die Amplitude und Phase der Space Vectors werden durch optimierte Schalttabellen angepasst, auch das Tastverhältnis¹² kann angepasst und somit eine Reduktion der Drehmomentschwankungen erreicht werden [60].

Für elektrische Maschinen, die mit einer Predictive Torque Control betrieben werden, lässt sich vor allem die Kostenfunktion als Optimierungsmöglichkeit nennen. In der Literatur werden Ansätze vorgestellt, die beispielsweise eine Taktfrequenz mit in die Kostenfunktion einbeziehen und dadurch trotz niedrigerer Taktfrequenz ein besseres Verhalten der Maschine bei Drehmomentschwankungen erreichen [61]. Darüber hinaus kann die Performance einer Predictive Torque Control dadurch verbessert werden, dass die Schätzung der nicht messbaren Größen verbessert wird. Vor allem, wenn die Parameter der Maschine nur mit einer bestimmten Ungewissheit vorliegen, können starke Abweichungen und Schwankungen entstehen [62].

Auch bei feldorientiert geregelten Motoren lässt sich durch regelungstechnische Eingriffe das Drehmoment glätten. Ein Ansatz ist die Glättung des q-Stromes mit Hilfe eines „Repetitive Controllers“. Dieser wird parallel zu einem standardisierten PI-Controller in die Regelung eingefügt und hilft die Regelabweichung zu eliminieren [63]. Wenn man diesen Ansatz weiterdenkt, kommt man zu der Frage, welche Ströme benötigt werden, um die Drehmomentschwankungen zu minimieren. Ein Ansatz, bei dem die Verluste in der Maschine minimal gehalten werden, ist in [64] beschrieben. Im Allgemeinen führt diese Frage zum Bereich der Harmonic Current Injection, bei der gezielt

¹² In der Literatur als „Duty Cycle“ bezeichnet.

harmonische Schwingungen zusätzlich zur Grundwelle in die Stränge des Stators eingepreßt werden. Auf diese Methode des regelungstechnischen Eingriffs soll im nächsten Abschnitt ein genauerer Blick geworfen werden.

2.4.3 Harmonic Current Injection

Harmonische Ströme werden in vielen Bereichen von elektrischen und elektronischen Anlagen genutzt. Daher wird der Begriff „Harmonic Current Injection“ auch für sehr viele Anwendungen und unterschiedliche Zielsetzungen verwendet. Im Bereich von Elektromotoren und im Speziellen bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen wird mit einer Harmonic Current Injection das Aufmodellieren von Harmonischen auf die Grundwelle des Statorstroms bezeichnet. Mit Hilfe dieser zusätzlichen Schwingungen sollen verschiedene Ziele erreicht werden. Meistens geht es darum, die Drehmomentschwankungen zu reduzieren, aber es gibt auch Ansätze, die gezielt Schwingungen durch Harmonic Current Injection generieren möchten, um anderen Schwingungen entgegen zu wirken [65, 66].

Die Ströme im Stator einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit Harmonic Current Injection können wie folgt beschrieben werden [67]:

$$i_a = i_1 \sin(\omega t - \varphi_1) + \sum_k i_k \sin(k\omega t - \beta_k) \quad (2.14)$$

$$i_b = i_1 \sin\left(\omega t - \varphi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_k i_k \sin\left(k\omega t - \beta_k - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.15)$$

$$i_c = i_1 \sin\left(\omega t - \varphi_1 - \frac{4\pi}{3}\right) + \sum_k i_k \sin\left(k\omega t - \beta_k - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.16)$$

Mit i_a , i_b und i_c als Stromstärke in den einzelnen Phasen des Stators, i_1 als Amplitude, φ_1 als Phasenverschiebung und ω als Kreisfrequenz der Grundwelle, i_k als Amplitude und β_k als Phasenverschiebung der k -ten Harmonischen.

Damit bleiben als Eingriffsmöglichkeit für jede Harmonische k die Amplitude i_k und die Phasenverschiebung β_k . Mit diesen Parametern können die Harmonischen derart modelliert werden, dass das gewünschte Ergebnis entsteht.

In der Literatur gibt es unterschiedliche Verfahren um die passenden Parameter zu bestimmen. Diese sind meist auch von externen Randbedingungen wie der Bauart der Maschine oder der Leistungselektronik abhängig [68, 69, 70].

In [71] beispielsweise wird eine rekursive Bestimmung der Parameter für die Harmonic Current Injection vorgeschlagen. Bei jedem Durchlauf wird eine Harmonische im Drehmoment möglichst vollständig eliminiert. Grundlage dafür sind die jeweilige Amplitude und Phase der zu eliminierenden Harmonischen, sowie die Amplitude und Phase korrespondierender Harmonischer in der Polradspannung¹³. Eine rekursive Vorgehensweise ist notwendig, da das Eliminieren der einen Harmonischen im Drehmoment eine bereits zuvor eliminierte Harmonische wieder entstehen lassen kann.

Die Autoren von [72] hingegen nutzen die harmonischen Schwingungen in der Drehzahl, um passende Ströme zu generieren, die die Schwankungen im Drehmoment reduzieren sollen. Die Parameter der Harmonic Current Injection werden dabei über die Ströme und magnetischen Flüsse im d-q-System bestimmt. Die Ordnung der Schwingung in der Drehzahl bestimmt dabei, welche Ordnungen im Strom generiert werden müssen.

Als weitere Variante zur Bestimmung der notwendigen Parameter für die Harmonic Current Injection nutzt [73] die Raumzeigerdarstellung und Phasendiagramme. Dabei soll der Stromvektor so angepasst werden, damit das Skalarprodukt mit dem Vektor der Polradspannung konstant bleibt.

¹³ In der englischsprachigen Literatur wird die Polradspannung als „back electromotive force“ kurz „back EMF“ bezeichnet.

Neben den oben beschriebenen Beispielen nutzen viele Veröffentlichungen direkt die Amplituden und Phasenverschiebungen der Polradspannungen, um daraus die notwendigen Amplituden und Phasenverschiebungen für die Ströme zu berechnen [74]. Eine recht anschauliche und gut beschriebene Variante wird in [67] vorgeschlagen. Darin werden die notwendigen Amplituden und Phasen direkt mit denen der Polradspannung ins Verhältnis gesetzt:

$$\frac{i_k}{i_n} = \frac{\hat{u}_{p,k}}{\hat{u}_{p,n}} \quad (2.17)$$

Wobei die Indizes n und k für unterschiedliche Harmonische stehen, wobei $n \neq k$. Üblicherweise haben Drehmomentschwankungen mit niedrigen Ordnungszahlen eine höhere Amplitude, daher ist in vielen Fällen die 6. Harmonische im Drehmoment die dominante Schwingung, die es zu reduzieren gilt¹⁴. Um diese Ordnung im Drehmoment zu reduzieren, müssen Ströme mit der passenden Frequenz eingepreßt werden. Gleichung 2.4 zeigt, dass die Ströme in d- und q-Richtung direkt mit dem elektromagnetischen Drehmoment zusammenhängen. Um eine Schwingung der 6. Ordnung im Drehmoment gegenphasig zu erzeugen, ist es also zielführend harmonische Ströme einzuprägen, die im d-q-System ebenfalls der 6. Harmonischen entsprechen.

Um zu überprüfen, welche Harmonischen im Strom im d-q-System einer 6. Harmonischen entsprechen werden nachfolgende Überlegungen durchgeführt: Wird eine konstante Drehzahl über den Betrachtungszeitraum voraus-

¹⁴ Welche Ordnung tatsächlich dominant ist, hängt natürlich von der Maschine ab und ist hoch individuell. Allerdings sind im NVH Bereich häufig die niedrigeren Ordnungen von größerer Bedeutung, da mit steigender Ordnung die Schwingfrequenz steigt und damit die Amplituden durch die Dämmwirkung von Feder-Masse-Systemen und die Materialdämpfung stärker reduziert werden, als es bei niedrigen Frequenzen der Fall ist.

gesetzt, lässt sich die mechanische Rotorposition θ aus der aktuellen mechanischen Drehzahl ω_m und der Anfangsposition θ_{init} zu jedem Zeitpunkt bestimmen.

$$\theta = \omega_m t + \theta_{init} \quad (2.18)$$

Für synchrone Drehfeldmaschinen gilt für einen konstanten Polradwinkel ein direkter Zusammenhang zwischen der mechanischen Drehzahl ω_m und der elektrischen Drehzahl ω_e über die Polpaarzahl Z_p [31]:

$$\omega_e = Z_p \omega_m \quad (2.19)$$

Wird Gleichung 2.19 nach ω_m aufgelöst und in Gleichung 2.18 eingesetzt, ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\theta = \frac{\omega_e}{Z_p} t + \theta_{init} \quad (2.20)$$

Unter der Annahme, dass die Ströme derart eingepreßt werden, dass die Phasenverschiebung null wird und die Koordinatensysteme so gewählt sind, dass sowohl die Anfangsposition der elektrischen, wie auch der mechanischen Rotation bei null beginnen, kann für die aktuelle Rotorposition angenommen werden:

$$\theta = \frac{\omega_e}{Z_p} t \quad (2.21)$$

Wird zu Demonstrationszwecken zusätzlich eine Maschine mit einer Polpaarzahl von eins gewählt, gilt für Synchronmaschinen:

$$\theta = \omega_e t = \omega t \quad (2.22)$$

Mit Hilfe der Clarke- und Park-Transformation¹⁵ und dem mechanischen Winkel aus Gleichung 2.22 kann das in den Gleichungen 2.14 bis 2.16 vorgestellte Stromsystem in das d-q-System überführt werden:

$$i_d = 0 + \sum_k S_{d,k} \sin(\omega t - k\omega t) + \sum_k C_{d,k} \cos(\omega t - k\omega t) \quad (2.23)$$

$$i_q = i_1 + \sum_k S_{q,k} \sin(\omega t - k\omega t) + \sum_k C_{q,k} \cos(\omega t - k\omega t) \quad (2.24)$$

Die Koeffizienten $S_{d,k}$, $C_{d,k}$, $S_{q,k}$ und $C_{q,k}$ bestehen dabei aus einer Kombination der Amplitude und der Phasenlage der k -ten Harmonischen, die in das Stromsystem eingepreßt wird. Die Gleichungen 2.23 und 2.24 zeigen, dass für eine 6. Harmonische im d-q-System Stromwellen der 5. und 7. Ordnung im statorfesten Koordinatensystem genutzt werden müssen ($\omega t - 7\omega t = -6\omega t$ und $\omega t - (-5)\omega t = 6\omega t$). Dabei ist darauf zu achten, dass die 5. Harmonische mit negativem Vorzeichen zu versehen ist.

In [67] wird nun das Stromsystem aus den soeben aufgeführten Gründen auf die Grundwelle, sowie eine 5. und eine 7. Harmonische begrenzt. Damit vereinfacht sich auch die Vorgabe für die Amplitude und Phasenlage der Harmonic Current Injection. Die Werte für die Amplitude werden wie folgt festgelegt:

$$i_5 = \frac{\hat{u}_{p,5}}{\hat{u}_{p,1}} i_1 \quad (2.25)$$

$$i_7 = \frac{\hat{u}_{p,7}}{\hat{u}_{p,1}} i_1 \quad (2.26)$$

Dabei entspricht $\hat{u}_{p,1}$ der Amplitude der Grundwelle der Polradspannung und $\hat{u}_{p,5}$ und $\hat{u}_{p,7}$ der Amplitude der 5. und 7. Harmonischen. Die Phasenlage der

¹⁵ Mathematische Formeln zur Clarke- und Park-Transformation sind im Anhang zu finden.

Ströme wird ebenfalls an die Phasenlage der Polradspannung gekoppelt und zusätzlich um 180° phasenverschoben, sodass die durch die Harmonic Current Injection entstehenden Schwankungen den ursprünglichen Schwankungen entgegenwirken:

$$\beta_5 = \pi - \varphi_1 + \alpha_5 \quad (2.27)$$

$$\beta_7 = \pi - \varphi_1 + \alpha_7 \quad (2.28)$$

Wobei α_5 der Phasenlage der 5. und α_7 der Phasenlage der 7. Harmonischen der Polradspannung entspricht.

3 Modellaufbau

Für unterschiedliche Untersuchungen und zum Testen des anschließend vorgestellten Regelungsansatzes für eine adaptive Harmonic Current Injection wurde ein elektromagnetisches FEM-Modell aufgebaut. Aus rechtlichen Gründen dürfen die exakten Materialkennwerte und Maße des genutzten Modells nicht preisgegeben werden. Daher wird im folgenden Kapitel der Aufbau eines ähnlichen Modells beschrieben, sodass die Ergebnisse an eigenen Maschinen nachvollzogen werden können.

3.1 Erstellung des Finite-Element-Methoden-Modells

Als erster Schritt müssen die Geometrien der elektrischen Maschine in einem passenden CAE-Programm aufgebaut werden. Falls es schon CAD-Daten für den Rotor und Stator gibt, können diese auch direkt importiert werden. In der vorliegenden Arbeit wurde der Ansys Electronics Desktop 2019 und 2021 mit Maxwell 2D dafür verwendet. Der gesamte Modellaufbau wurde in einem zweidimensionalen Ansatz umgesetzt. Bei einer zweidimensionalen Modellierung werden einige Phänomene, wie beispielsweise die Verluste im Wickelkopf, vernachlässigt. Diese sind im Vergleich zu den auch im Zweidimensionalen betrachteten Effekten jedoch für die meisten Maschinen vernachlässigbar gering. Für genaue thermische Modelle sind allerdings umfangreiche dreidimensionale Berechnungen notwendig, da andernfalls viele Mechanismen nicht korrekt simuliert werden können [75]. Thermische Vorgänge werden in dieser Arbeit nicht betrachtet, weshalb auf eine dreidimensionale Berechnung verzichtet wird. Dadurch ist eine sehr starke Reduktion der Rechenzeit möglich.

Als weitere Möglichkeit, Simulationslaufzeiten umfangreich zu reduzieren, wird die Symmetrie der elektrischen Maschine ausgenutzt. Wird beispielsweise eine vierpolige Maschine simuliert, reicht es aus (sofern Rotor und Stator symmetrische Geometrien aufweisen) ein Achtel der Maschine zu simulieren und dann durch passende Randbedingungen den Rest der Maschine aufzubauen.

Neben der Geometrie werden außerdem die Materialkennwerte benötigt. Vor allem die Magnetisierungskurven (häufig BH-Kurven¹ genannt) der für den Stator und den Rotor verwendeten Metalle haben einen signifikanten Einfluss auf die berechneten Drehmomente. Meist stellen die Hersteller der Materialien diese Kurven als Tabellen zur Verfügung, sodass sie direkt in das FEM-Programm integriert werden können. Neben den BH-Kurven spielen die relative Permeabilität und die magnetische Koerzitivfeldstärke der verwendeten Materialien eine wichtige Rolle. Sie bestimmen den magnetischen Fluss, den diese im Rotor aufbauen können. Außer den beschriebenen Materialwerten für Magnete, Rotor und Stator, werden die Kennwerte für die Statorwicklung benötigt. Häufig verfügen FEM-Programme über Materialbibliotheken, in denen Standardwerte für gängige Materialien wie Kupferleiter hinterlegt sind. Diese werden für das vorliegende FEM-Modell verwendet.

Nicht nur das Material der Statorwicklung muss richtig abgebildet werden, auch die Anzahl der Windungen pro Wicklung, sowie deren Verschaltung. In Ansys Maxwell ist es möglich, die Wicklung pro Nut in einem Block zu modellieren. Für diesen Block wird angegeben, wie viele Leiterbahnen darin liegen

¹ Eine BH-Kurve beschreibt den Zusammenhang zwischen der magnetischen Flussdichte B (in Tesla) und der magnetischen Feldstärke H (in Ampere pro Meter). Für Luft liegt hier ein linearer Zusammenhang vor. Viele Metalle, wie Eisen besitzen allerdings einen degressiven Verlauf, weshalb die Flussdichte ab einem bestimmten Wert nicht weiter steigt, auch wenn die Feldstärke weiter erhöht wird. In diesem Fall spricht man von einer Sättigung.

und wie viele davon parallel verdrahtet sind². Es ist allerdings auch möglich jede Windung einzeln zu modellieren. Eine Abweichung zwischen diesen beiden Modellierungsmethoden konnte bei einer Standardwicklung nicht festgestellt werden. Bei der Modellierung der Spulen ist besonders auf die Durchflussrichtung der Spulen zu achten. Vor allem, wenn aufgrund der Ausnutzung der Symmetrie nur Abschnitte des Rotors modelliert sind, müssen die Leiterrichtungen dem Wicklungsschema³ der Maschine entsprechen.

Sind die Windungen passend modelliert, kann im Anschluss das Gitternetz (englisch: Mesh)⁴ festgelegt werden. Dabei ist darauf zu achten, dass die Zahl der Knoten und Elemente hoch genug ist, um die Geometrie ausreichend genau nachzubilden. Um unnötig lange Rechenzeiten zu vermeiden, sollte aber in Bereichen, in denen keine feine Rasterung notwendig ist, das Netz so grob wie möglich gehalten werden. Vor allem der Luftspalt zwischen Stator und Rotor sollte dabei sehr fein aufgelöst werden, damit das elektromagnetische Feld dort korrekt bestimmt werden kann.

² Es gibt Verdrahtungskonzepte, bei denen in einer Statornut mehrere Spulen parallel verschaltet sind. Dadurch reduziert sich der Stromfluss in den einzelnen Leitern, die magnetischen Felder überlagern sich allerdings und erreichen näherungsweise das Niveau einer einzelnen Spule ohne parallele Verdrahtung.

³ Als Wicklungsschema wird ein detaillierter Plan bezeichnet, in dem für jede einzelne Nut eingezeichnet ist, welcher Leiter welcher Spule eingebracht ist.

⁴ Bei FEM-Modellen werden die Geometrien durch einfache Standardbauteile, sogenannte Elemente angenähert. So setzt sich eine runde Form durch viele kleine gerade Balken zusammen. Diese Elemente und die Knoten, an denen sie miteinander verbunden sind bilden das Mesh. Je feiner dieses Mesh gewählt wird, desto genauer wird die Geometrie angenähert, desto umfangreicher wird aber auch die Berechnung.

Um die Erstellung des Modells abzuschließen, muss außerdem definiert werden, welche Bereiche der Maschine bewegliche Segmente enthalten und welche Bereiche unbeweglich sind. Bei Ansys Maxwell wird dabei das sogenannte „Band“ definiert. Alle Bauteile, die sich darin befinden, rotieren um dessen Zentrum.

Für die nachfolgenden Untersuchungen müssen einige Parameter definiert werden. So sind die Ströme in den einzelnen Phasen der elektrischen Maschine per Formel vorgegeben (vgl. Gleichung 2.14 bis 2.16). Auf diese Weise kann sichergestellt werden, dass bei den Simulationen keine Störgrößen aus der Leistungselektronik auftreten, da diese zunächst nicht simuliert wird. Außerdem werden die Drehzahl und der Polradwinkel der Maschine vorgegeben, damit sich der Motor während den Simulationen in einem konstanten Betriebspunkt befindet.

Um auch bei unterschiedlichen Drehzahlen vergleichbare Ergebnisse zu erhalten, wird die Simulationsdauer auf eine elektrische Umdrehung normiert. Im späteren Verlauf konnte dies auf ein Sechstel der elektrischen Umdrehung reduziert werden, da der Verlauf des elektromagnetischen Drehmoments eine Frequenz von $\frac{1}{6} \omega_e$ aufweist.

3.2 Grenzen des Finite-Element-Method-Modells

Um das FEM-Modell korrekt anzuwenden und seine Ergebnisse richtig interpretieren zu können, ist es entscheidend, was durch das Modell abgebildet wird und was nicht. Zunächst einmal wird ein zweidimensionales Modell verwendet. Das bedeutet, dass Tiefeneffekte nicht abgebildet werden (beispielsweise Toleranzen bei schief liegenden Leitern in der Wicklung, oder leicht verdrehte Segmente einzelner Permanentmagnete). Zudem wird die Wärmeentwicklung in zweidimensionalen Modellen nicht berücksichtigt. Darüber hinaus werden die Verluste des magnetischen Feldes am Wicklungs-

kopf⁵, die auch als Streuinduktivität bezeichnet werden, nicht berechnet. Neben den Verlusten am Wicklungskopf liefern auch Verluste in den Nuten und an den Zahnköpfen einen Beitrag zur Streuinduktivität. Im Allgemeinen wird diese aber als unabhängig von der Bewegung des Rotors angenommen [76]. Des Weiteren kann angenommen werden, dass lediglich das Luftspaltfeld zwischen Rotor und Stator zur Drehmomentbildung beiträgt und damit kein Einfluss der Streuinduktivität auf die Drehmomentschwankungen zu erwarten ist [76]. Dennoch wird sich für den Absolutwert des konstanten Drehmoments ein anderer Betrag einstellen als bei einer Modellierung mit Streuinduktivität.

Als weitere Einschränkung des Modells ist die direkte Vorgabe der Ströme in den Phasen zu nennen. Da diese direkt durch Parameter vorgegeben werden und es keine Limitierung der Spannung im Modell gibt, befindet sich die Maschine immer im Ankerstellbereich. Damit können Effekte bei der Erreichung der Spannungsgrenze zunächst nicht untersucht werden.

Außerdem sind keine Einflüsse der Leistungselektronik abgebildet. Die vorgegebenen Ströme haben perfekte Sinus-Verläufe. Das bedeutet, dass Störgrößen wie die Abtastrate der Pulsweitenmodulation oder der Schalfrequenz des Umrichters nicht abgebildet werden. Darüber hinaus handelt es sich bei dem FEM-Modell um ein elektromagnetisches Modell, das keine Deformationen und Strukturschwingungen berechnet.

⁵ Als Wicklungskopf wird der Bereich der elektrischen Maschine bezeichnet, an dem die Leiter der Spulen aus den Nuten des Blechpakets des Stators austreten. Diesen Bereich gibt es an beiden Stirnseiten des Motors.

4 Amplituden- und Phasenvariation einer Harmonic Current Injection

Um einen passenden Algorithmus zu entwickeln, der die Drehmoment-schwankungen von permanentmagneterregten Synchronmaschinen reduzieren kann, wird zunächst das Verhalten der in Abschnitt 3 modellierten Maschine bei einer Harmonic Current Injection untersucht. Vor allem das Verhalten der 6. Harmonischen im Drehmoment ist dabei von Interesse, da diese für die meisten Maschinen die Schwankung mit den größten Amplituden ist. Um dies genauer zu untersuchen, wird im folgenden Kapitel sowohl die Amplitude als auch die Phasenlage einer Harmonic Current Injection für die 6. Harmonische im Drehmoment systematisch verändert und die Reaktion der Maschine überprüft.

4.1 Vorgehensweise und Einfluss der Drehzahl auf die Ergebnisse

Als Anfangsparameter für die Harmonic Current Injection fungieren die in [67] für die Amplitude und Phasenverschiebung vorgeschlagenen Werte, die in Abschnitt 2.4.3 vorgestellt wurden. Für diese Werte müssen die Zeitverläufe der Polradspannung ermittelt werden, damit daraus Amplitude und Phasenwinkel der Grundwelle, sowie der 5. und 7. Harmonischen ermittelt werden können (vergleiche Formel 2.25 bis 2.28 in Abschnitt 2.4.3). Dafür wird das FEM-Modell der elektrischen Maschine im Leerlauf bei beliebiger Drehzahl rotiert. Die Spannungen, die dabei in den einzelnen Phasen generiert werden, entsprechen der Polradspannung und können extrahiert werden.

Eine Frequenzanalyse dieser Spannungen liefert die Amplituden der Grundwelle $\hat{u}_{p,1}$, der 5. und 7. Harmonischen $\hat{u}_{p,5}$ und $\hat{u}_{p,7}$, sowie ihre Phasenver-

schiebungen α_5 und α_7 . Daraus lassen sich dann die Sollwerte für die Amplituden und Phasen für die einzuprägenden Ströme berechnen (vgl. Gleichungen 2.25 bis 2.28) [67].

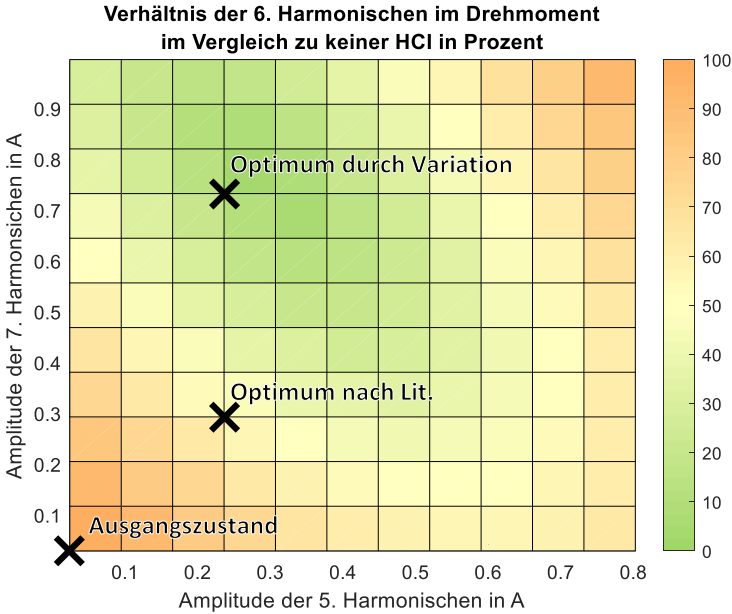


Abbildung 4.1: Reaktion der Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment, bezogen auf den Ausgangszustand ohne Harmonic Current Injection und die in [67] vorgeschlagenen Parameter.

Dieser Methode liegen allerdings einige Annahmen zu Grunde, die für die in Abschnitt 3 aufgebaute Maschine nicht gelten. Unter anderem wird die Methode in [67] nur für Maschinen mit Oberflächenmagneten überprüft. Daher werden im nächsten Schritt für verschiedene Betriebspunkte die Amplituden der 5. und 7. Harmonischen im Strom i_5 und i_7 variiert, um so deren Einfluss auf die 6. Harmonische im Drehmoment zu erhalten. Die Phasenlagen werden dabei zunächst bei den zuvor mit Hilfe der Polradspannung bestimmten Wer-

ten festgehalten. Eine Frequenzanalyse des resultierenden elektromagnetischen Drehmoments liefert die Amplitude der 6. Harmonischen des Drehmoments. Anschließend wird diese durch den Ausgangszustand, die 6. Harmonische für den Fall ohne Harmonic Current Injection, geteilt, um die relative Veränderung durch die Amplitudenvariation zu erhalten. Werden die Werte für jede Variation in ein Diagramm eingetragen, ergibt sich der in Abbildung 4.1 sichtbare Verlauf der Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment. Zusätzlich zum Verlauf sind in Abbildung 4.1 drei markante Punkte eingetragen: Der Ausgangszustand, die Parameterkombination, welche durch die Methode aus [67] vorgeschlagen wurde, sowie die durch die Variation bestimmte, optimale Kombination für die Parameter.

Diese Prozedur wird zunächst an zwei fiktiven Maschinen einfacher Bauart durchgeführt (eine Maschine mit Oberflächenmagneten und eine Maschine mit vergrabenen Magneten in V-Anordnung). Die Drehzahl wird im ersten Durchlauf bei 1000 Umdrehungen pro Minute festgehalten und die eingeprägte Amplitude der Grundwelle (und damit das konstante Drehmoment, das am Rotor anliegt) von Betriebspunkt zu Betriebspunkt erhöht. Im zweiten Durchlauf werden dieselben Ströme bei einer Drehzahl von 3500 Umdrehungen pro Minute eingepreßt. Die Drehzahlen wurden willkürlich ausgewählt, wobei allerdings die eine kein Vielfaches der anderen darstellen sollte, um Ordnungs- oder Resonanzeffekte auszuschließen. Die Ergebnisse bei gleicher Stromstärke und verschiedener Drehzahl unterscheiden sich nur minimal.

Dies liegt, wie bereits in Abschnitt 3.2 erwähnt, an der Art der Simulation: Da die Ströme in den Strängen direkt als Parameter vorgegeben werden und in dieser Form der Simulation keine Spannungsgrenze gesetzt werden kann, hat die Drehzahl keinen Einfluss auf die Ergebnisse. Die Maschine befindet sich immer im Ankerstellbereich, da die Spannung beliebig hoch sein kann. Um dies zu überprüfen, wird die eingepreßte Stromstärke festgehalten und die Drehzahl von 500 Umdrehungen pro Minute bis 4000 Umdrehungen pro Minute in 500er Schritten erhöht. Alle acht Simulationen ergeben ein nahezu identisches Kennfeld für die variierten Amplituden.

Mit der Erkenntnis, dass die Simulationsergebnisse unabhängig von der eingestellten Drehzahl sind, wird die Amplitudenvariation an dem in Abschnitt 3 beschriebenen Modell durchgeführt.

4.2 Ergebnisse der Amplitudenvariation

Als Betriebspunkt wird die Amplitude der Grundwelle im Strom mit äquidistantem Abstand von jeweils 4 % des maximal zulässigen Stroms variiert. Wie bereits im vorangegangenen Abschnitt für die fiktiven Maschinen beschrieben, sind die erzielten Ergebnisse unabhängig von der Drehzahl der Maschine. Eine Überprüfung bei festgehaltener Stromstärke (also konstantem Drehmoment) in zehn Schritten bis zur maximal zulässigen Drehzahl bestätigt, dass die Drehmomentverläufe auch für die komplexere Maschine unabhängig von der Drehzahl sind. Daher werden die Berechnungen bei einer einzelnen Drehzahl durchgeführt.

Die Abbildung 4.2 und Abbildung 4.3 zeigen die Ergebnisse aus den Simulationen für die Betriebspunkte bei 16 % und 72 % der maximalen Stromstärke. Die Ergebnisse der 6. Harmonischen im Drehmoment sind bezogen auf die Höhe der Amplitude ohne Harmonic Current Injection. Alle Amplituden, die über 100 % liegen und somit schlechter sind als der Ausgangszustand, sind orange eingefärbt.

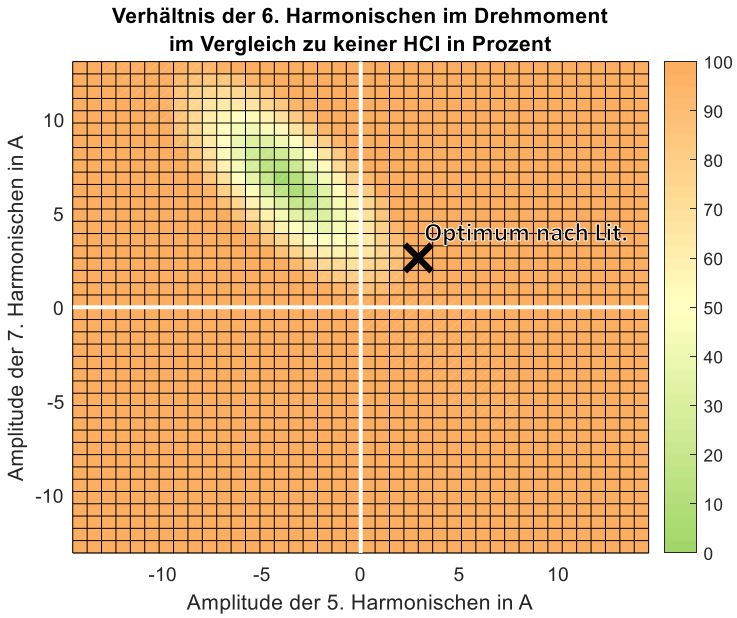


Abbildung 4.2: Höhe der Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment bei Anwendung der HCI mit Amplitudenvariation, bezogen auf die Höhe der Amplitude der 6. Harmonischen ohne Nutzung der HCI im Betriebspunkt 16 % der maximal zulässigen Stromstärke.

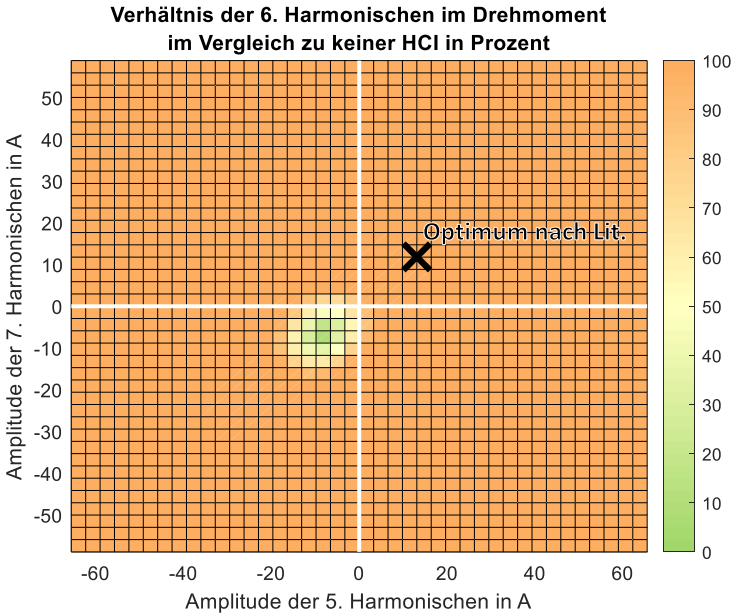


Abbildung 4.3: Höhe der Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment bei Anwendung der HCI mit Amplitudenvariation, bezogen auf die Höhe der Amplitude der 6. Harmonischen ohne Nutzung der HCI im Betriebspunkt 72 % der maximal zulässigen Stromstärke.

Die Ergebnisse bestätigen die Vermutungen, dass die Angabe in [67] zu den einzuprägenden Amplituden der 5. und 7. Harmonischen im Strom für diesen Typ von Maschine (permanentmagneterregte Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten) nicht das Optimum darstellt. Abbildung 4.2 und Abbildung 4.3 sowie die anderen Ergebnisse zeigen jedoch, dass ein solches Optimum existiert und auch als ein globales Minimum bezeichnet werden kann. Trägt man die relative Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment aus der Literaturmethode und des in den Simulationen gefundenen Optimums für alle Betriebspunkte auf, entstehen die Verläufe aus Abbildung 4.4. Es zeigt sich, dass die Literaturmethode in den meisten Betriebspunkten eine deutliche Verschlechterung zur Ausgangslage darstellt.

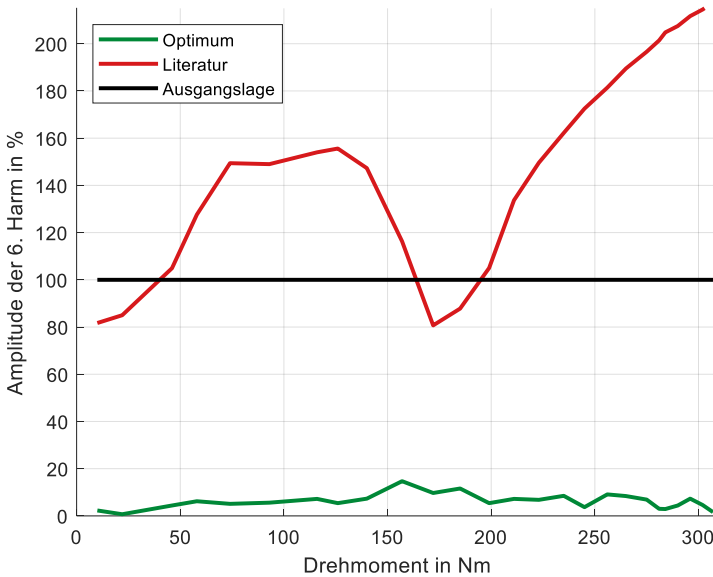


Abbildung 4.4: Reduktion der Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment für die Literaturmethode und die gefundenen Optima in jedem Betriebspunkt.

Per Definition können keine negativen Amplituden existieren. Die in Abbildung 4.2 und Abbildung 4.3 eingetragenen negativen Werte beschreiben eine entsprechende positive Amplitude, die mit einer Phasenverschiebung von 180 Grad versehen ist.

Als Fazit zu den Untersuchungen der Amplitudenvariation lässt sich festhalten: Die durchgeführten Simulationen mit ihren Ergebnissen legen nahe, dass es für jeden Betriebspunkt ein Optimum gibt, in dem die Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment mit Hilfe der Amplituden der 5. und 7. Harmonischen im Strom minimiert werden kann. Die Lage des Optimums ist abhängig von der Höhe des Drehmoments und dem Materialverhalten sowie der Geometrie von Rotor und Stator.

Um weitere Erkenntnisse zu erhalten, wird als Nächstes das Zusammenspiel aller vier Parameter, also sowohl Amplituden als auch Phasenlagen der eingepprägten Ströme, untersucht.

4.3 Ergebnisse der Amplituden- und Phasenvariation

Eine vollfaktorielle Untersuchung des Zusammenwirkens aller vier Parameter der Harmonic Current Injection würde mehrere Wochen Rechenzeit für einen einzelnen Betriebspunkt in Anspruch nehmen und kommt damit nicht in Frage. Daher wird eine Monte-Carlo-Simulation durchgeführt. Als Parameter gelten sowohl die Amplitude als auch die Phasenverschiebung der 5. und 7. Harmonischen im Strom.

Um die Monte-Carlo-Simulation durchzuführen, muss zunächst der zulässige Wertebereich für jeden Parameter festgelegt werden. Innerhalb dieser Bereiche werden dann zufällige, aber gleichverteilte Werte ausgewählt. Diese Werte bilden dann Parameterkombinationen, die simuliert werden. Auf diese Weise ist es möglich, ein globales Minimum aufzuspüren. Die Anzahl der Simulationen kann vorab durch die Anzahl der Parameterkombinationen bestimmt werden.

Aus den Ergebnissen der Simulationen zur Amplitudenvariation kann der Wertebereich für die Amplituden der 5. und 7. Harmonischen abgeschätzt werden. Dieser liegt für alle Betriebspunkte innerhalb von 0 – 2 % des maximal zulässigen Stroms. Für die Phasenlage gibt es noch keine Erfahrungswerte, weshalb der volle Bereich von -180° bis 180° untersucht wird.

Anschließend werden mit Hilfe von gleichverteilten Zufallszahlen aus Matlab für jeden Parameter 1000 zufällige Werte aus den Parameterräumen für die Amplitude und Phase der Harmonischen generiert. Für 15 äquidistante Betriebspunkte zwischen 0 und 100 % der maximal zulässigen Ströme werden 15 verschiedene Sets von zufälligen 1000 Kombinationen erzeugt. Nachdem

diese 15 Betriebspunkte ausgewertet worden sind, sind für zwei weitere Punkte zusätzliche 9000 Kombinationen berechnet worden, um die Ergebnisdichte zu erhöhen.

Da eine zweidimensionale Darstellung für die vier Parameter nicht möglich ist, sind immer zwei der Parameter in einem Diagramm abgebildet worden. Abbildung 4.5 und Abbildung 4.6 zeigen dies exemplarisch einmal für die Phase der 5. Harmonischen über der Amplitude der 5. Harmonischen und einmal die Phase der 5. Harmonischen über der Phase der 7. Harmonischen, beide jeweils für den Betriebspunkt mit 93,3 % des maximal zulässigen Stroms. Die resultierende Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment kann durch die Amplitude für den Fall ohne HCI geteilt werden. Alle Punkte, die eine Verschlechterung darstellen, also über 100 % liegen, können ausgeblendet werden.

Die Ergebnisse zeigen, dass es im Zusammenspiel zweier Parameter deutliche Abhängigkeiten geben kann. Beispielsweise ist in Abbildung 4.6 sichtbar, dass es ganze Bereiche für die Phasenlage der 5. und 7. Harmonischen gibt, in denen keine Verbesserung möglich ist. Andererseits gibt es in Abbildung 4.5 und Abbildung 4.6 deutliche Bereiche, in denen eine Häufung von Betriebspunkten mit einer Reduktion der 6. Harmonischen im Drehmoment auftreten. Aber auch abseits dieser Häufung gibt es Parameterkombinationen, welche die Amplitude der 6. Harmonischen reduzieren. Das bedeutet, wenn man für zwei der Parameter einen schlechten Wert gewählt hat, kann es möglich sein, dennoch mit den anderen beiden Parametern eine Verbesserung gegenüber dem Ausgangszustand zu erreichen.

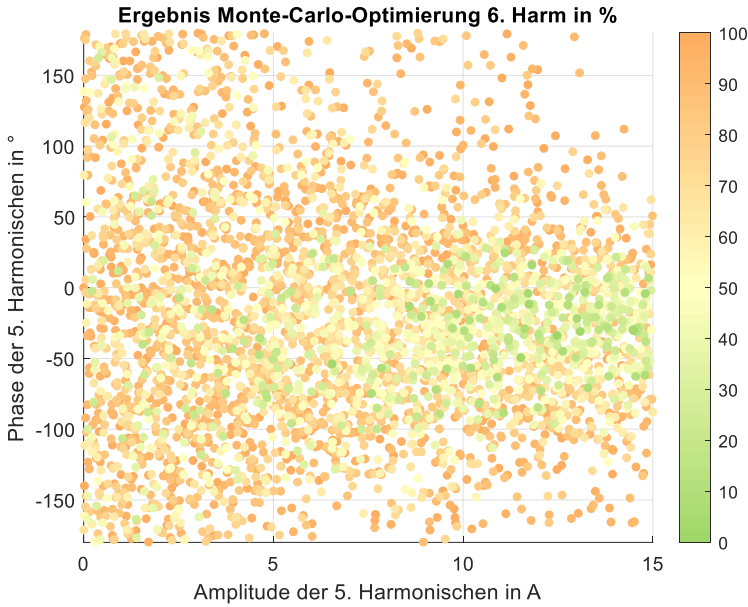


Abbildung 4.5: Ergebnis der Monte-Carlo-Simulation für den Betriebspunkt 93,3 % des maximal zulässigen Stroms. Phase der 5. Harmonischen über Amplitude der 5. Harmonischen. Die Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment ist in der Farbskala als Relativwert zum Ausgangszustand ohne HCI dargestellt.

Um diesen Sachverhalt noch genauer zu untersuchen und zu belegen, werden die Resultate der Monte-Carlo-Simulation nach ihrer Reduktion sortiert. Für unterschiedliche Betriebspunkte wird zunächst diejenige Kombination ausgewählt, welche die größte Reduktion der Drehmomentschwingungen erreicht. Von dieser Kombination ausgehend, werden die Werte für die Amplituden der 5. und 7. Harmonischen zunächst festgehalten und eine vollfaktorielle Untersuchung der Phasen in der Umgebung der gefundenen Kombination durchgeführt. Die aus dieser Rasterung gefundene optimale Kombination für die Phasen wird anschließend festgehalten und die zuvor fixierten Werte für die Amplitude werden variiert. Nachdem auch hier ein Optimum gefunden ist, wird die Amplituden erneut fixiert und die Phasen ein weiteres Mal variiert.

Abschließend werden erneut die Phasen fixiert und ein neues Optimum für die Amplituden gesucht. Zur besseren Nachvollziehbarkeit ist das Vorgehen in einem Ablaufdiagramm in Abbildung 4.7 dargestellt. Diese Vorgehensweise soll überprüfen, ob sich durch die Variation der Amplituden im vorangegangenen Schritt noch einmal etwas verändert hat. Die Ergebnisse der Untersuchung sind für den Betriebspunkt bei 50 % des maximal zulässigen Stroms in Tabelle 4.1 eingetragen.

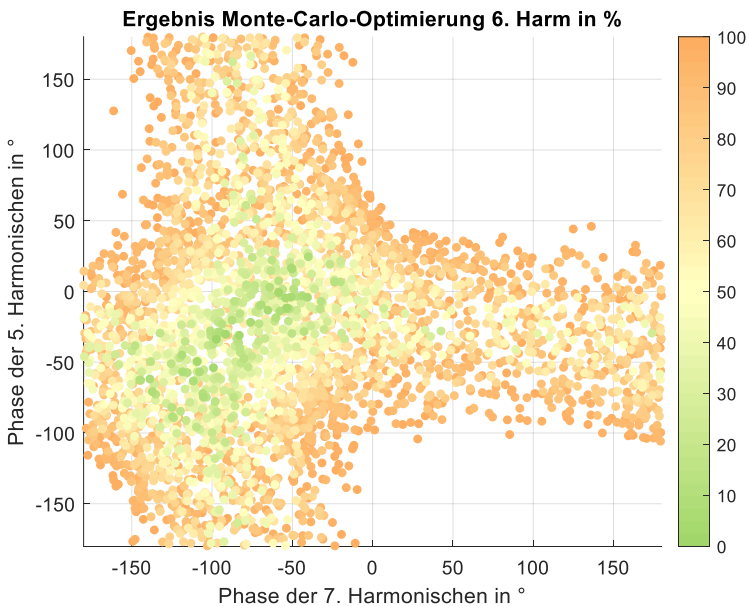


Abbildung 4.6: Ergebnis der Monte-Carlo-Simulation für den Betriebspunkt 93,3 % des maximal zulässigen Stroms. Phase der 7. Harmonischen über Phase der 5. Harmonischen. Die Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment ist in der Farbskala als Relativwert zum Ausgangszustand ohne HCl dargestellt.

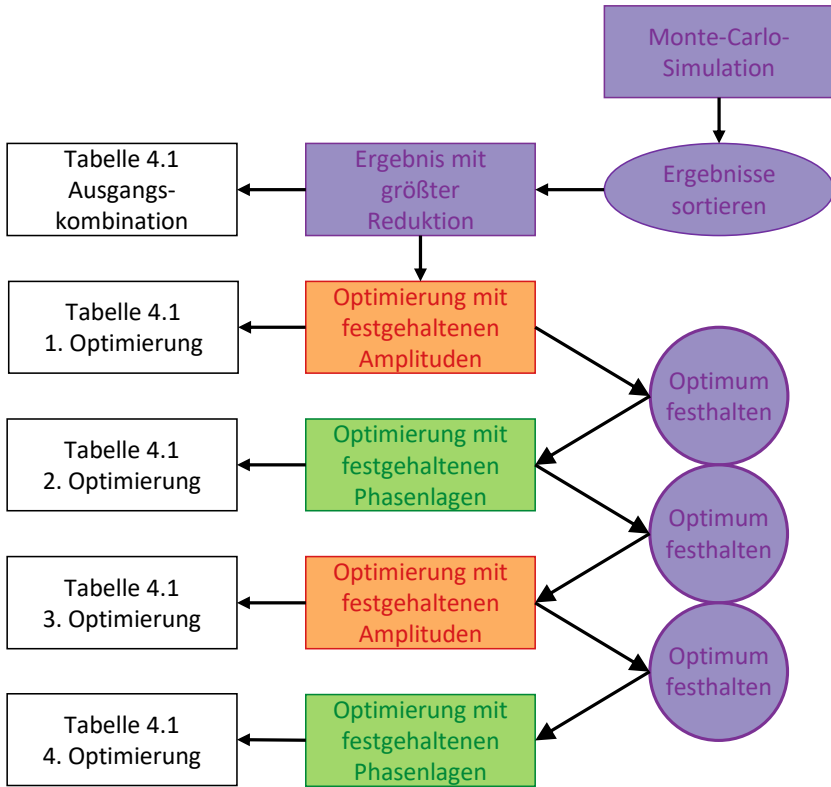


Abbildung 4.7: Ablaufdiagramm zur Wechseloptimierung der Ergebnisse aus der Monte-Carlo-Simulation.

Tabelle 4.1: Ergebnisse aus der Wechseloptimierung der Kombinationen aus der Monte-Carlo-Simulation. Markierte Werte wurden in der jeweiligen Optimierung festgehalten.

| | i_5 in Nm | i_7 in Nm | β_5 in deg | β_7 in deg | T_6 in Nm |
|----------------------------|----------------|----------------|---------------------|---------------------|----------------|
| <i>Ausgangskombination</i> | 8,08 | 3,43 | -65,05 | -3,57 | 2,0345 |

| | | | | | |
|-----------------------|-------------|-------------|---------------|---------------|---------------|
| <i>1. Optimierung</i> | <i>8,08</i> | <i>3,43</i> | <i>-68,50</i> | <i>-10,00</i> | <i>0,0086</i> |
| <i>2. Optimierung</i> | <i>8,05</i> | <i>3,47</i> | <i>-68,50</i> | <i>-10,00</i> | <i>0,0006</i> |
| <i>3. Optimierung</i> | <i>8,05</i> | <i>3,47</i> | <i>-68,52</i> | <i>-10,03</i> | <i>0,0002</i> |
| <i>4. Optimierung</i> | <i>8,05</i> | <i>3,47</i> | <i>-68,52</i> | <i>-10,03</i> | <i>0,0002</i> |

Als Fazit aus dieser Wechseloptimierung lässt sich ziehen, dass die Ergebnisse aus der Monte-Carlo-Simulation ein guter Startwert sind. Ein Optimum für die vier Parameter liegt bei allen Untersuchungen nicht weit vom Bestwert entfernt. Außerdem verändert sich die Lage des Optimums nach der zweiten Phasenvariation nicht mehr. Daraus lässt sich folgende Hypothese formulieren: „Bei ausreichender Höhe der Amplituden der 5. und 7. Harmonischen im Strom kann immer eine passende Kombination der Phasen gefunden werden, sodass die Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment gegen Null geht.“

Um die Hypothese zu überprüfen, wird diejenige Parameterkombination unter den 10.000 ausgewählt, die das schlechteste Ergebnis für die Reduktion der Drehmomentschwankungen erzielt. Wenn bei dieser Kombination die Phasenlagen festgehalten werden, gibt es keine Amplitudenkombination, bei der eine Reduktion der 6. Harmonischen im Drehmoment erreicht werden kann. Das beste Ergebnis wird mit $i_5 = 0$ und $i_7 = 0$ erzielt, was dem Ausgangszustand entspricht. Werden allerdings die Amplituden festgehalten und die Phasenlage variiert, kann die ursprüngliche Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment von 23,07 Nm auf 0,0072 Nm reduziert werden. Es kann demnach selbst für die schlechteste Parameterkombination aus der Monte-Carlo-Simulation mit Hilfe einer Phasenvariation eine Kombination von Parametern gefunden werden, welche die Drehmomentschwankungen der 6. Harmonischen nahezu vollständig kompensiert. Eine reine Amplituden-

variation kann dies nicht erreichen. Wenn also nur zwei statt der vier Parameter variiert werden sollen, ist es sinnvoller die Phasen zu variieren als die Amplituden. In der Literatur gibt es hierzu auch Ausführungen, die ebenfalls zu dem Ergebnis kommen, dass die Phase der Parameter mit dem größeren Einfluss ist [77].

4.4 Ergebnisse der Phasenvariation

Wie in Abschnitt 2.4.3 bereits beschrieben, verfügt die Harmonic Current Injection zur Reduktion der 6. Harmonischen im Drehmoment über vier Parameter zum Einstellen der passenden Ströme. Um einen entsprechenden Regelungsalgorithmus für diese Arbeit sehr einfach zu halten, sollen zwei der vier Parameter auf einen festen Wert gesetzt werden. Die Ergebnisse aus der Monte-Carlo-Simulation aus dem vorangegangenen Abschnitt haben gezeigt, dass es zielführender ist, die Amplituden zu fixieren und die Phasen als variable Parameter für den Algorithmus zu erhalten.

Aus den Simulationen zur Amplitudenvariation aus Abschnitt 4.2 hat sich als fixierter Wert für die Amplituden 2,5 % der Grundwelle des Stroms als guter Erfahrungswert erwiesen. Weiterhin ist zu überlegen, wie das Verhältnis der Amplituden der 5. und 7. Harmonischen zueinander zu wählen ist. Wenn der gleiche Reduktionseffekt pro Harmonischer erzielt werden kann, wovon auszugehen ist, da beide Harmonischen im rotorfesten Koordinatensystem zur gleichen Ordnung gehören, erzeugt die 7. Harmonische bei gleicher Amplitude höhere Verluste im Eisen. Es ist also nicht sinnvoll, dass beide Amplituden den selben Wert haben. Dies ist auf das Verlustmodell von Bertotti zurückzuführen [78], nach dem die Hystereseverluste im Eisen proportional zur Frequenz der fließenden Ströme ist. Als Ansatzpunkt um die Höhe der Amplituden festzulegen, ist es also eine Möglichkeit zu fordern, dass beide Harmonische gleichgroße Verluste erzeugen sollen. Dafür muss das

Verhältnis der Amplituden der 5. und 7. Harmonischen $\frac{7}{5}$ betragen. Aus diesem Grund wurde i_5 auf 2,5 % belassen und i_7 auf 1,79 % der Amplitude der Grundwelle reduziert.

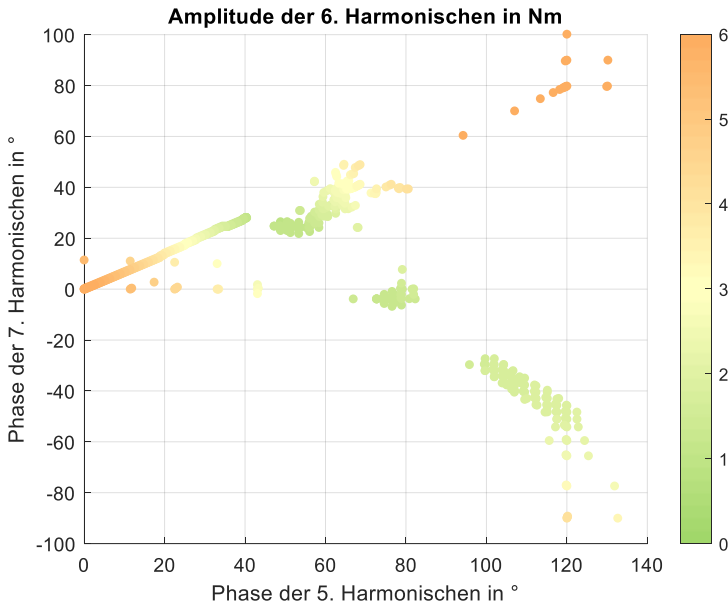


Abbildung 4.8: Verlauf der gradientenbasierten Optimierung mit verschiedenen Startpunkten für den Betriebspunkt bei 44 % des maximal zulässigen Stroms.

Mit diesem Verhältnis konnten durch anschließende Variation der Phasenlagen sehr gute Ergebnisse generiert werden, die die Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment um im Schnitt 98 % reduzierten. Dabei wurde keine

vollfaktorielle Suche nach einem Optimum durchgeführt, sondern eine gradientenbasierte Optimierung¹. Beispielhaft zeigt Abbildung 4.8 den Verlauf einer solchen gradientenbasierten Optimierung. Dabei wurden für die Optimierung verschiedene Startpunkte gewählt ($\beta_5 = 0^\circ \mid \beta_7 = 0^\circ$; $\beta_5 = 120^\circ \mid \beta_7 = -90^\circ$; $\beta_5 = 120^\circ \mid \beta_7 = 90^\circ$), um sicherzustellen, dass es sich tatsächlich um ein globales Minimum handelt.

¹Verwendet wurde das „Quasi Newton(Gradient)“-Verfahren von Ansys Maxwell mit einer maximalen Anzahl von 2000 Iterationen und einer Minimierung der Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment unter einen Wert von 0,05 Nm.

5 Regelungsansatz

Die Ergebnisse aus der Untersuchung der Phasenvariation in Abschnitt 4 legen nahe, dass es für die Parameter der Harmonic Current Injection einen optimalen Punkt gibt, für den die Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment minimal wird. Der in dieser Arbeit vorgestellte Ansatz soll die Möglichkeit bieten, diesen Punkt während des Betriebes und bei sich ändernden Randbedingungen zu erreichen.

5.1 Grundidee des Regelungsansatzes

Zur Reduktion von Drehmomentschwingungen wird das Verfahren der Harmonic Current Injection schon viele Jahre verwendet¹. Die Grundidee des Ansatzes dieser Arbeit ist es, dieses gut bekannte Verfahren zu verwenden und durch eine Variation der Parameter (Phasenlage der 5. und 7. Harmonischen), die für die Harmonic Current Injection verwendet werden, die Reduktion der Schwingungen im Drehmoment zu optimieren.

Der Betriebsbereich der Maschine soll dabei in kleine Abschnitte unterteilt werden und für jeden Abschnitt wird in einer Lookup-Tabelle ein Parametersatz für die adaptive Harmonic Current Injection hinterlegt. Befindet sich die Maschine also in Abschnitt A des Betriebsbereichs, werden die Parameter für Abschnitt A für die Generierung der einzuprägenden Ströme herangezogen. Verschiebt sich der Betriebspunkt in Abschnitt B werden die Parameter auf die Werte aus der Tabelle für Abschnitt B gewechselt (vgl. Abbildung 5.1).

¹ Siehe Literatur aus Abschnitt 2.4.3.

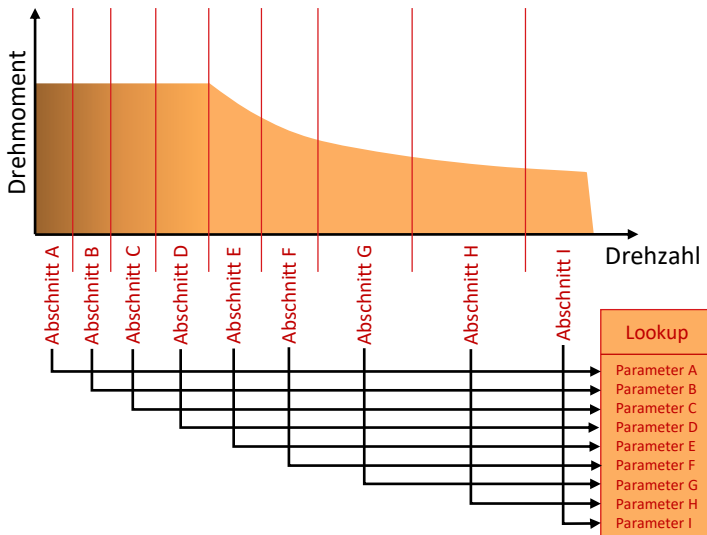


Abbildung 5.1: Illustration zur Einteilung des Betriebsbereichs in einzelne Abschnitte, die sich auf unterschiedliche Parameterkombinationen aus der Lookup-Tabelle beziehen².

Um nun eine echtzeitfähige Optimierung der Parameter zu realisieren, sodass keine parallel mitlaufende Simulation berechnet werden muss, sollen die Werte aus der Lookup-Tabelle kontinuierlich mit Hilfe eines Algorithmus variiert werden. Dabei geht es um kleine Verschiebungen, sodass kleine Veränderungen im Drehmoment zu erwarten sind. Je nach Auswirkung der Variation wird der neue Wert für den entsprechenden Abschnitt des

² In Abbildung 5.1 werden der Einfachheit und Übersichtlichkeit halber lediglich Variationen der Drehzahl als unterschiedliche Betriebszustände dargestellt. Bei realen Maschinen ist (vor allem im Feldschwächbereich) zu erwarten, dass auch der Drehmomentbereich in einzelne Abschnitte unterteilt werden muss um eine adäquate Regelung zu ermöglichen.

Betriebsbereichs beibehalten und in der Lookup-Tabelle abgelegt, oder der alte Wert bleibt bestehen.

Da die direkte Reaktion der Maschine als Grundlage der Entscheidung dient, ob der variierte Wert beibehalten wird oder nicht, ist es nicht notwendig ein komplexes Maschinenmodell parallel zum Betrieb des Elektromotors mitlaufen zu lassen. Dadurch werden die Hardwareanforderungen deutlich reduziert. Allerdings wird es notwendig, dass die Auswirkungen der Variation der Parameter auf die Schwankungen im elektromagnetischen Drehmoment detektiert werden. Eine Variante dafür wird in Absatz 5.3 vorgestellt.

5.2 Struktur des Ansatzes

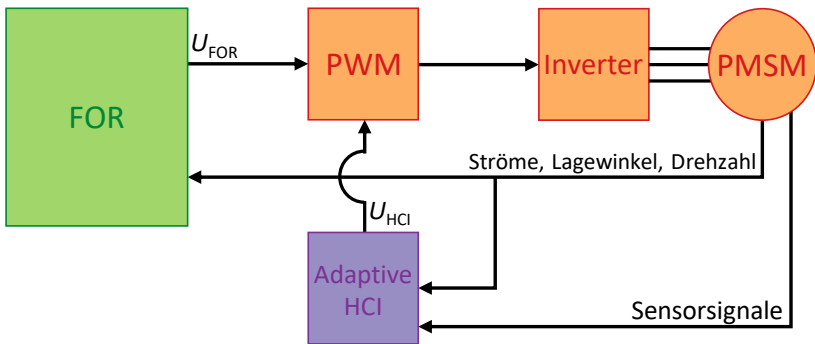


Abbildung 5.2: Schematischer Aufbau der Regelungsstruktur mit angefügter adaptiver Harmonic Current Injection (Adaptive HCI) als vereinfachtes Blockschaltbild. Hierbei steht FOR für die bereits bekannte feldorientierte Regelung. Abbildung angelehnt an Figure 3 in [79].

Die Struktur des Regelungsansatzes soll in Abbildung 5.2 veranschaulicht werden. Dabei sind die Elemente der bereits bekannten feldorientierten Regelung (FOR) grün dargestellt und das angefügte Element mit dem adaptiven Algorithmus für die Harmonic Current Injection (Adaptive HCI) ist lila dargestellt. Die Einprägung harmonischer Ströme in die elektrische Maschine soll

Vibrationen im Gesamtsystem verringern. Damit erfüllt die Harmonic Current Injection in erster Linie eine Komfortfunktion. Aus sicherheitstechnischen Gründen sollte vor allem im Automotive-Bereich gewährleistet werden, dass solche Funktionen abschaltbar sind, ohne dass der Kernbetrieb des Antriebsstranges beeinflusst wird. Daher ist der Ansatz so angelegt, dass er nicht in die Systematik der feldorientierten Regelung eingreift, sondern seine Ströme als Überlagerung nach der Bestimmung der Ströme aus der feldorientierten Regelung hinzugefügt werden.

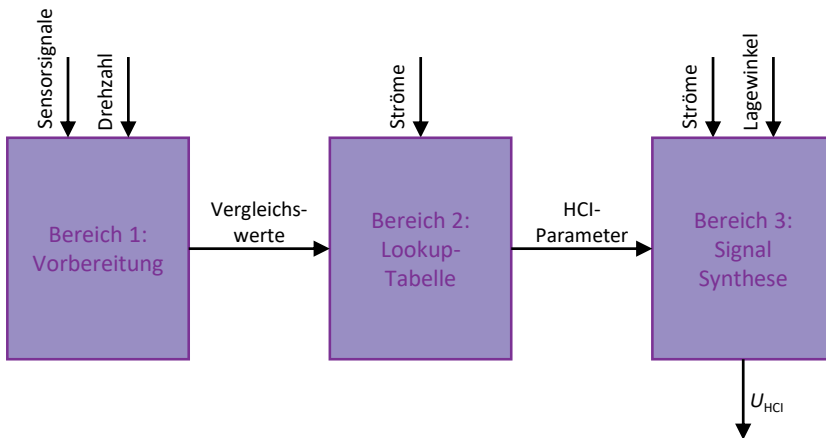


Abbildung 5.3: Übersicht der Signalflüsse des für die adaptive Harmonic Current Injection an die feldorientierte Regelung angefügten Softwaresegments. Abbildung angelehnt an Figure 4 in [79].

Die adaptive Harmonic Current Injection lässt sich im Groben in drei Abschnitte unterteilen:

1. Eine erste Sektion, in der die Sensorsignale und der Variationsalgorithmus verarbeitet werden,
2. eine zweite Sektion, in der die Lookup-Tabelle hinterlegt ist, und
3. eine dritte Sektion, in der die Sollströme für die adaptive Harmonic Current Injection synthetisiert werden.

Neben den sowieso für die feldorientierte Regelung benötigten Signalen der Strangströme, des aktuellen Rotorlagewinkels und der Drehzahl, benötigt der Ansatz lediglich die Messsignale der Sensoren für die Bestimmung der Schwankungen im elektromagnetischen Drehmoment. Abbildung 5.3 zeigt eine Übersicht, welche Signale in welchem Abschnitt des Ansatzes benötigt werden.

5.3 Extraktion der Amplitude im Drehmoment

Um die Schwankungen im Drehmoment ausreichend genau messen zu können, ist selbst unter Laborbedingungen ein sehr großer Aufwand notwendig [80]. Ein großes Problem dabei ist, dass die Amplituden der Schwankungen meist um ein vielfaches kleiner sind als das konstant anliegende Drehmoment. Eine passende Sensorik bereit zu stellen, die durch die hohen konstanten Drehmomente nicht beschädigt wird, aber dennoch in der Lage ist, kleine Veränderungen in der Amplitude von Drehmomentschwankungen zu detektieren, ist so gut wie nicht möglich. Im Labor gibt es Ansätze Drehmomentschwankungen direkt zu messen [81], aber für die Messung während des Betriebs, beispielsweise als Traktionsantrieb in einem Fahrzeug, sind die Methoden ungeeignet.

Für den Betrieb des nachfolgend beschriebenen Algorithmus ist es allerdings nicht notwendig den exakten Absolutwert der Amplitude der Drehmomentschwankung zu kennen. Es reicht aus zu detektieren, ob die Amplitude größer, oder kleiner als zuvor ist. Dies lässt eine indirekte Messung zu. [82] beschreibt dafür Sensoren aus piezoelektrischem Material, deren Spannung linearproportional zur Amplitude der Drehmomentschwankungen ist. Denkt man den Ansatz, dass die Schwankungen im Drehmoment Schwankungen an der Gehäuseoberfläche erzeugen weiter, lässt sich durch die Vibrationen an der Oberfläche auf das Niveau der Schwankungen im Drehmoment schließen. Besteht ein ausreichender Abstand zwischen der Frequenz der 6. Harmonischen

im Drehmoment und möglichen Resonanzen des Gehäuses oder damit verbundenen Bauteilen, dann lassen sich größere Schwingungsamplituden auf gestiegene Schwankungen im Drehmoment zurückführen und umgekehrt. Beschleunigungsmessungen an der Oberfläche einer permanentmagneterregten Synchronmaschine bestätigen, dass ein deutlicher Ausschlag bei der Frequenz der 6. Harmonischen im Drehmoment zu messen ist.

Frequenzspektrum der Oberflächenbeschleunigung einer PMSM

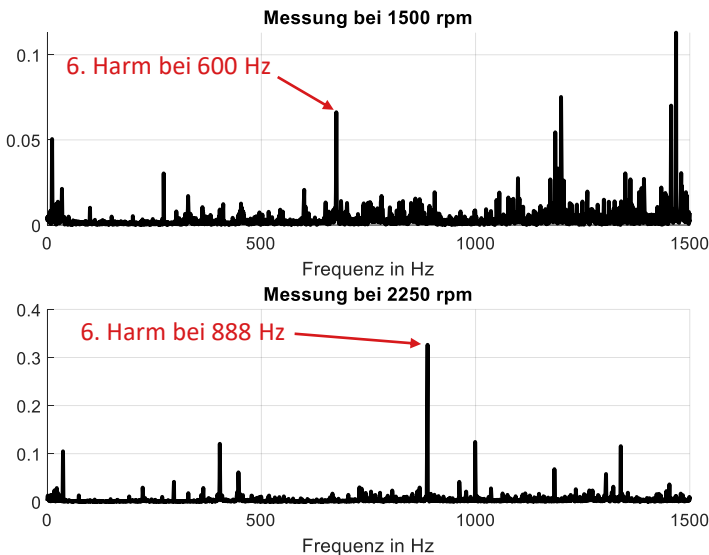


Abbildung 5.4: Fourier-Transformierte Beschleunigungsmessung an der Gehäuseoberfläche einer permanentmagneterregten Synchronmaschine³.

³ Es handelt sich hier um vom Industriepartner bereitgestellte Daten, weshalb die Werte auf der y-Achse normiert sind und aus Geheimhaltungsgründen

Die Amplitude der 6. Harmonischen der Oberflächenbeschleunigung stellt also ein Maß für die Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment dar. Es bleibt die Frage, wie diese für den Algorithmus aus dem Messsignal extrahiert werden kann. Die Fourier-Transformation bietet sich hierfür an. Mit ihr kann für ein periodisches Signal sowohl die Amplitude als auch die Phasenverschiebung für alle im Rahmen der Transformation berechneten Frequenzen⁴ bestimmt werden. Allerdings ist eine Fourier-Transformation sehr rechenintensiv und liefert zusätzlich zu der gesuchten Amplitude der 6. Harmonischen auch die Amplituden und Phasen der weiteren Frequenzen, die nicht gebraucht werden. Um die Berechnungen während des Betriebes also schnell und ohne große Hardwareanforderungen durchführen zu können, ist eine andere Methode vorzuziehen.

Da der im Nachgang vorgestellte Algorithmus für elektrische Maschinen ausgelegt ist, die mit feldorientierter Regelung betrieben werden, ist für diese Maschinen die Drehzahl bekannt. Dadurch ist auch die Frequenz der 6. Harmonischen im Drehmoment f_{T6} bekannt, da diese direkt über folgenden Zusammenhang mit der mechanischen Drehzahl ω_m des Rotors zusammenhängt:

$$f_{T6} = \frac{6}{2\pi} \cdot \frac{1}{Z_p} \omega_m \quad (5.1)$$

Wird zu Demonstrationszwecken wieder von einer Polpaarzahl $Z_p = 1$ ausgegangen, ergibt sich:

keine weiteren Einzelheiten zur elektrischen Maschine und zur Messtechnik preisgegeben werden dürfen

⁴ Die Frequenzauflösung Δf der Fourier-Transformation wird über die Abtastfrequenz f_s und die Zahl der abgetasteten Werte N nach folgendem Zusammenhang bestimmt: $\Delta f = \frac{f_s}{N}$. Die höchste, messbare Frequenz liegt, entsprechend dem Nyquist-Theorem, bei der halben Abtastfrequenz.

$$f_{T6} = 6 \cdot f_m \text{ bzw. } \omega_{T6} = 6 \cdot \omega_m \quad (5.2)$$

Zur mathematischen Herleitung der Extraktion der Amplitude zu einer bekannten Frequenz, die das n -fache der Grundfrequenz ω beträgt, soll ein Beispielsignal folgender Form genutzt werden:

$$\begin{aligned} f(t) &= \tilde{A} \cdot \sin(n\omega t + \tilde{\varphi}) \\ &= \tilde{A} \cdot (\sin(n\omega t) \cos(\tilde{\varphi}) + \cos(n\omega t) \sin(\tilde{\varphi})) \\ &= A \cdot \sin(n\omega t) + B \cdot \cos(n\omega t) \end{aligned} \quad (5.3)$$

Bei rotierenden Maschinen handelt es sich um periodische Schwingungserreger. Damit kann unter der Voraussetzung einer ausreichend hohen Drehzahl angenommen werden, dass jedes Messsignal von Oberflächenbeschleunigungen durch eine Fourierreihen-Zerlegung in folgende Form gebracht werden kann:

$$f_{Sens}(t) = f(t) + k(t) = A \cdot \sin(n\omega t) + B \cdot \cos(n\omega t) + k(t) \quad (5.4)$$

Dabei beschreibt $f(t)$ eine zunächst beliebige Harmonische n des Sensorsignals und $k(t)$ vereint alle Harmonischen ungleich n . Das Signal aus Gleichung 5.4 kann nun einmal mit einer Sinusfunktion und einmal mit einer Cosinusfunktion, deren Argument der n -fachen Grundfrequenz entspricht, multipliziert werden. Physikalisch entspricht das der Überführung des Signals $f_{Sens}(t)$ in ein rotierendes Koordinatensystem, welches mit der n -fachen Grundfrequenz rotiert:

$$\begin{aligned} f_{Sens}(t) \cdot \cos(n\omega t) \\ = A \cdot \sin(n\omega t) \cos(n\omega t) + B \cdot \cos^2(n\omega t) + k(t) \cos(n\omega t) \end{aligned} \quad (5.5)$$

$$\begin{aligned} f_{Sens}(t) \cdot \sin(n\omega t) \\ = A \cdot \sin^2(n\omega t) + B \cdot \cos(n\omega t) \sin(n\omega t) + k(t) \sin(n\omega t) \end{aligned} \quad (5.6)$$

Mit Hilfe trigonometrischer Umformungen kann der Ausdruck der Gleichung 5.5 wie folgt transformiert werden:

$$f_{Sens}(t) \cdot \cos(n\omega t)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2}B \cos^2(n\omega t) + \frac{1}{2}B \cos^2(n\omega t) + \frac{1}{2}A \sin(2n\omega t) + \tilde{k}_{\cos}(t) \\
&= \frac{1}{2}B \cos^2(n\omega t) + \frac{1}{2}B - \frac{1}{2}B \sin^2(n\omega t) + \frac{1}{2}A \sin(2n\omega t) + \tilde{k}_{\cos}(t) \\
&= \frac{1}{2}B + \frac{1}{2}B \cos(2n\omega t) + \frac{1}{2}A \sin(2n\omega t) + \tilde{k}_{\cos}(t) \\
&= \frac{1}{2}B + \hat{C}_{\cos} \sin(2n\omega t + \tilde{\varphi}_{\cos}) + \tilde{k}_{\cos}(t) \tag{5.7}
\end{aligned}$$

Unter $\tilde{k}_{\cos}(t)$ werden alle weiteren zeitabhängigen Terme zusammengefasst, die für die Extraktion der Amplitude der entsprechenden Harmonischen nicht von Belang sind. Für die Gleichung 5.6 lassen sich ähnliche Umformungen durchführen, sodass sich folgender Zusammenhang ergibt:

$$\begin{aligned}
&f_{Sens}(t) \cdot \sin(n\omega t) \\
&= \frac{1}{2}A - \frac{1}{2}A \cos(2n\omega t) + \frac{1}{2}B \sin(2n\omega t) + \tilde{k}_{\sin}(t) \\
&= \frac{1}{2}A + \hat{C}_{\sin} \sin(2n\omega t + \tilde{\varphi}_{\sin}) + \tilde{k}_{\sin}(t) \tag{5.8}
\end{aligned}$$

Unter $\tilde{k}_{\sin}(t)$ werden alle weiteren zeitabhängigen Terme zusammengefasst, die für die Extraktion der Amplitude der entsprechenden Harmonischen nicht von Belang sind. Für das Signal $f_{Sens}(t)$ entsteht durch die Transformation ein Gleichanteil, bestehend aus den Koeffizienten A und B der ursprünglich mit der Geschwindigkeit $n\omega$ oszillierenden Schwingung. Darüber hinaus beinhaltet das Signal ausschließlich einen zeitabhängigen Anteil, da alle ursprünglichen Gleichanteile durch die Transformation zu Wechselgrößen wurden. Durch eine entsprechende Tiefpassfilterung können anschließend alle zeitabhängigen Wechselgrößen eliminiert werden und es bleiben die konstanten Werte $\frac{1}{2}A$ und $\frac{1}{2}B$ übrig. Aus diesen lassen sich über die allgemeinen Betrags- und Winkelzusammenhänge von Vektoren sowohl die ursprüngliche Amplitude des Signals, wie auch seine Phasenlage bestimmen:

$$\tilde{A} = \sqrt{A^2 + B^2} \tag{5.9}$$

$$\tilde{\varphi} = \begin{cases} \tan^{-1}\left(\frac{A}{B}\right) & , \text{für } A, b > 0 \\ \tan^{-1}\left(\frac{A}{B}\right) - \frac{\pi}{2} & , \text{für } A < 0, B > 0 \\ \tan^{-1}\left(\frac{A}{B}\right) + \frac{\pi}{2} & , \text{für } A > 0, B < 0 \\ \tan^{-1}\left(\frac{A}{B}\right) + \pi & , \text{für } A, b < 0 \end{cases} \quad (5.10)$$

Mit dieser Methode lässt sich die Amplitude eines Signals bei einer bestimmten, bekannten Frequenz errechnen, ohne eine vollständige Fourier-Transformation in Kauf nehmen zu müssen. Die Geschwindigkeit des Verfahrens wird im Wesentlichen von der Zeitkonstanten des Tiefpass-Filter bestimmt.

5.4 Variation des Ausgangswertes

Der im vorangegangenen Abschnitt vorgestellte Amplitudenwert einer bestimmten Harmonischen soll nun als Bewertungsfunktion für die Optimierung der Parameter der adaptiven Harmonic Current Injection genutzt werden. Dabei ist es sinnvoll, das extrahierte Signal der Amplitude nicht direkt an den Algorithmus weiter zu leiten, sondern zunächst über einen kurzen Zeitraum zu mitteln, damit der Einfluss von Ausreißern während der Messung verkleinert wird. Der Zeitraum dieser Mittelung gibt dabei die maximale Taktrate vor, mit welcher der Algorithmus die Parameter der adaptiven Harmonic Current Injection variieren kann.

Eine Kurzbeschreibung des Algorithmus ist in [79] aufgeführt, soll im Folgenden aber noch etwas ausführlicher beschrieben werden:

Basierend auf den Erkenntnissen aus Abschnitt 4 soll der Algorithmus die Phasenverschiebung der 5. und 7. Harmonischen im Strom variieren, sodass sich für die 6. Harmonische im elektromagnetischen Drehmoment ein Minimum einstellt. Es handelt sich hier also in diesem Fall um eine zweidimensionale Optimierungsaufgabe. Die Parameterräume der Phasenverschiebung spannen demnach eine zweidimensionale Fläche auf. Der Algorithmus soll so lange

einen Wert in dieselbe Richtung verändern, wie sich die Drehmomentschwingung verringert. Sobald sich die Schwingung nicht mehr verringert, wechselt der Algorithmus die Richtung um zu überprüfen, ob die Variation über das Ziel hinausgelaufen ist. Bevor ein solcher Wechsel erfolgt, wird allerdings der gleiche Wert mehrmals geprüft, um auszuschließen, dass die fehlende Reduktion der Schwingung auf die Trägheit des Systems zurückzuführen ist. Sobald für die aktuell variierte Phasenverschiebung der Wert gefunden wurde, für den die Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment ein temporäres Minimum einnimmt, wird dieser Wert festgehalten und der Algorithmus wechselt den Parameter.

Da es sich nach den Ergebnissen aus Abschnitt 4 bei der durch den Parameterraum der Phasenverschiebung der 5. und 7. Harmonischen im Strom aufspannenden Fläche um eine zum globalen Minimum monoton fallende Oberfläche handelt, nähern sich die Parameter auf diese Weise Schritt für Schritt dem globalen Optimum an. Jeder optimierte Parameter, der eine Verbesserung für den aktuellen Betriebspunkt darstellt, wird an die Lookup-Tabelle übergeben und abgespeichert. Die Arbeitsweise des Algorithmus soll nachfolgend an einem kurzen Zahlenbeispiel illustriert werden.

Tabelle 5.1: Zahlenbeispiel für den Verlauf der Variation der Parameter für die Harmonic Current Injection durch den Algorithmus.

| <i>Zeitschritt:</i> | β_5 <i>in deg</i> | β_7 <i>in deg</i> | T_6 <i>in Nm</i> |
|---------------------|----------------------------|----------------------------|-----------------------|
| <i>Startwert</i> | <i>0</i> | <i>0</i> | <i>4,09</i> |
| <i>1</i> | <i>0</i> | <i>24,8</i> | <i>2,65</i> |
| <i>2</i> | <i>0</i> | <i>57,2</i> | <i>1,59</i> |
| <i>3</i> | <i>0</i> | <i>58,3</i> | <i>1,62</i> |

| | | | |
|------------|---------------|--------------|-------------|
| <i>4</i> | <i>-8,64</i> | <i>57,2</i> | <i>1,18</i> |
| <i>5</i> | <i>-10,04</i> | <i>57,2</i> | <i>1,33</i> |
| <i>6</i> | <i>-8,64</i> | <i>64,93</i> | <i>1,14</i> |
| <i>7</i> | <i>-19,48</i> | <i>64,93</i> | <i>0,73</i> |
| <i>8</i> | <i>-19,48</i> | <i>72,98</i> | <i>0,54</i> |
| <i>9</i> | <i>-24,78</i> | <i>72,98</i> | <i>0,37</i> |
| <i>...</i> | <i>...</i> | <i>...</i> | <i>...</i> |

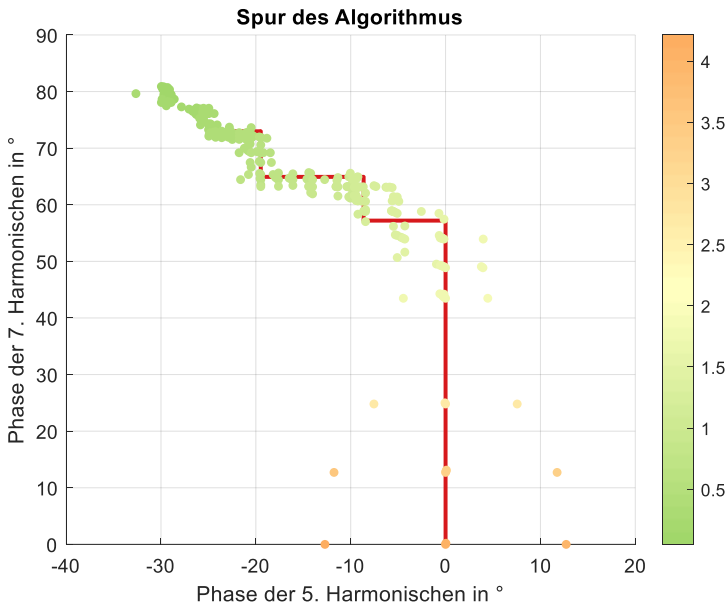


Abbildung 5.5: Spur der Parametervariation, die der Algorithmus in der zweidimensionalen Oberfläche des Parameterraums für die Phasenvariation des fiktiven Zahlenbeispiels aus Tabelle 5.1 nach sich ziehen würde.

Abbildung 5.5 zeigt den Verlauf, wie sich der Algorithmus Stück für Stück dem Optimum für die 6. Harmonische im Drehmoment nähert. Abbildung 5.6 hingegen zeigt ein vereinfachtes Flussdiagramm, das den Entscheidungsablauf des Algorithmus illustriert.

An dieser Stelle sei angemerkt, dass die Entscheidungen des vorgestellten Algorithmus auf dem Ergebnis des Vergleichs der Amplitudenhöhe aus dem Drehmoment mit seinem Vorgängerwert beruhen. Hier gibt es also einen Schnitt in der Signalverarbeitung. Die Amplitudenhöhe ist ein aus den Messsignalen extrahiertes Signal, das zwar mathematisch verarbeitet ist, aber dennoch auf Messsignalen und einer Gleitkommazahl beruht. Das Ergebnis

des Vergleichs der Amplitudenhöhen hingegen ist nur noch ein Bool'sches Signal.

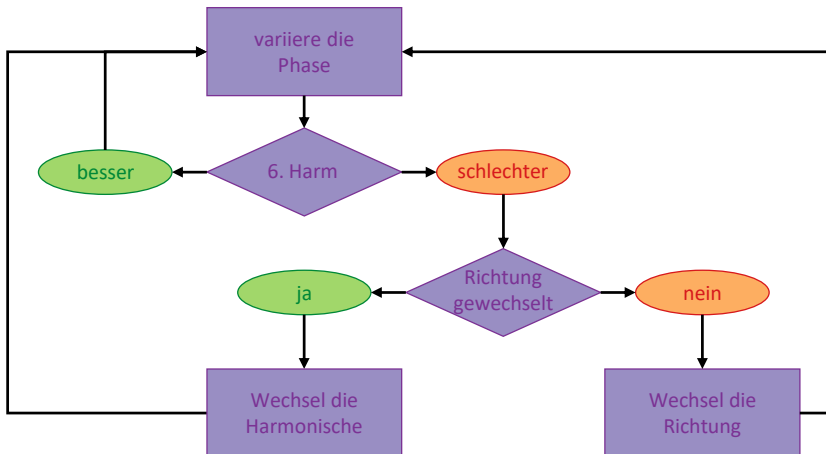


Abbildung 5.6: Vereinfachtes Flussdiagramm des Variationsalgorithmus. Abbildung angelehnt an Figure 5 in [79].

Dadurch entsteht zunächst ein Verlust an Information, da ein stetiges Messsignal einer Kardinalskala auf ein binäres Signal reduziert wird. Allerdings eröffnet es auf der anderen Seite eine Vielzahl von Möglichkeiten, wie dieses bool'sche Signal generiert werden kann. Bei den hier vorgestellten Simulationen wird zwar immer nur ein einzelnes Signal verwendet⁵, aber um die Güte des Verfahrens zu erhöhen könnten beispielsweise drei Beschleunigungssensoren an der Oberfläche der elektrischen Maschine verteilt werden. Nur

⁵ Bei den nachfolgenden Simulationen wird vor allem deshalb nur ein Signal verwendet, da das elektromagnetische Drehmoment durch die FEM-Simulation direkt zur Verfügung steht und die Simulation von Oberflächenschwingungen als Reaktion auf die Drehmomentschwingungen einen viel zu großen Rechenaufwand bedeuten würde.

wenn mindestens bei zweien der drei Signalen durch die Variation eine Reduktion der Oberflächenschwingungen im entsprechenden Frequenzbereich gemessen wird, wird ein positives Signal an den Algorithmus weitergegeben.

Zusätzlich können neben den Oberflächenbeschleunigungen auch andere Datenquellen herangezogen werden, wie beispielsweise Strom- oder Drehzahlsensoren. Durch die Reduktion der Signalkomplexität auf ein binäres Signal ist es für den Algorithmus nicht wichtig, woher das Signal kommt und er kann in einem breiten Anwendungsbereich zum Einsatz kommen. Um ein möglichst einfaches und nachvollziehbares System zur Demonstration der Wirksamkeit des Algorithmus zu haben, wird im Folgenden lediglich ein einzelnes Signal verwendet.

6 Co-Simulation

Zur Überprüfung des in Abschnitt 5 vorgestellten Ansatzes wurde das in Abschnitt 3 vorgestellte Simulationsmodell erweitert. Neben der Simulation der elektrischen Maschine in einer FEM-Simulation soll nun das mechanische System eines anliegenden Lastmomentes und das Regelungssystem zur Steuerung der elektrischen Maschine eingebunden werden. Somit wird quasi ein digitaler Prüfstand für die elektrische Maschine erstellt, auf dem der Algorithmus getestet werden kann.

6.1 Aufbau der Simulation

Die Überprüfung des vorgestellten Regelungsansatzes wird mit einer Co-Simulation durchgeführt. Dabei werden die Stärken von drei unterschiedlichen Simulationsprogrammen zu einer einzelnen, synchronisierten Simulation vereint. Im Groben lässt sich die Simulation in drei Bereiche unterteilen:

- die elektromagnetische FEM-Simulation des Elektromotors zur Bestimmung des elektromagnetischen Drehmoments als Reaktion auf die angelegten Ströme,
- die Simulation der feldorientierten Regelung mit dem hinzugefügten Algorithmus zur Umsetzung des vorgegebenen Soll-Drehmoments und
- die mechanische Simulation des an der Abtriebswelle der elektrischen Maschine anliegenden Lastmomentes und damit die Bestimmung der Drehzahl des Rotors.

Vor allem der dritte Punkt stellt eine signifikante Erweiterung der Simulationsmöglichkeiten dar, da bei bislang allen Untersuchungen von einem kon-

stanten Betriebspunkt ausgegangen wurde. Durch die Einbeziehung des Lastmoments und damit der Variation der Drehzahl der Maschine, kann die Reaktion des Systems und vor allem des Algorithmus auf transiente Vorgänge untersucht werden¹.

Die Simulation des Elektromotors und dessen Reaktion auf angelegte Ströme wird durch die in Abschnitt 3 bereits vorgestellte elektromagnetische FEM-Simulation umgesetzt. Im Unterschied zu den in Abschnitt 4 durchgeführten Simulationen wird aber nicht mehr von einem konstanten Betriebspunkt ausgegangen, sondern Drehzahl und angelegte Ströme können variieren. Damit dies in der Co-Simulation korrekt durchgeführt werden kann, müssen sowohl die FEM-Simulation des Elektromotors als auch die Simulation der Regelungsstruktur für die Maschine in einer Simulationsumgebung zusammengeführt werden. Hierfür wird bei den nachfolgenden Simulationen die Software von TwinBuilder² verwendet. Dieses Softwarepaket liefert nicht nur eine Schnittstelle zur bereits bestehenden FEM-Simulation in Maxwell³, sondern auch zur Software Simulink⁴.

Simulink ermöglicht zum einen das Modellieren in einfachen Signalflussplänen und ist dadurch zum Umsetzen von Regelstrukturen sehr gut geeignet. Als grundlegende Struktur wird eine feldorientierte Regelung aufgebaut, wie sie in Abschnitt 2.3.1 beschrieben ist. Zum anderen können mit Hilfe von Matlab-Funktionen komplexe Datenverarbeitungen vorgenommen werden, was

¹ Ändert sich in einem transienten Vorgang neben der Drehzahl auch das Drehmoment, dann gelten aufgrund des sich ändernden Polradwinkels die vereinfachten Annahmen aus den Gleichungen 2.18 – 2.22 in Abschnitt 2.4 nicht mehr.

² Komponente des ANSYS® Electronics Desktop 2021 R1.

³ Komponente des ANSYS® Electronics Desktop 2021 R1 bzw. des ANSYS® Electronics Desktop 2019 R2.

⁴ Komponente von MathWorks MATLAB® R2020b Update 2 (9.9.0.1524771).

eine Implementierung des in Abschnitt 5.4 beschriebenen Algorithmus in die feldorientierte Regelung ermöglicht.

TwinBuilder liefert für die beiden anderen Simulationsprogramme die synchronisierte Simulationszeit und Schrittweite. Darüber hinaus übernimmt es die Signalübertragung von einem Simulationsprogramm zum anderen. Ein weiterer Vorteil von TwinBuilder ist die Möglichkeit zum Aufbau von physikalischen Netzwerken. Damit kann ein mechanisches System aufgebaut werden, das für die elektrische Maschine ein Lastmoment bereitstellt und damit die Änderung der Drehzahl am Rotor bestimmt. Es können auch elektrische Netzwerke erstellt werden, um beispielsweise die Leistungselektronik mit in die Simulation einzubeziehen. Um den Simulationsaufwand in Grenzen zu halten⁵, wird bei den nachfolgenden Simulationen auf die Einbeziehung der Leistungselektronik und ihrer Auswirkungen auf das System verzichtet. Die Soll-Ströme, welche die simulierte Regelung unter Simulink vorgibt, werden direkt über TwinBuilder als Ist-Ströme an die FEM-Simulation in Maxwell weitergegeben.

Neben den Strömen übergibt TwinBuilder auch die aktuelle Drehzahl des Rotors an die FEM-Simulation. Mit diesen Informationen kann Maxwell das resultierende elektromagnetische Drehmoment für den nächsten Zeitschritt berechnen. Dieses wird anschließend zurück an TwinBuilder übergeben und

⁵ Um die Leistungselektronik korrekt simulieren zu können, muss die Simulationsschrittweite kleiner als die Taktrate der Leistungselektronik sein. Andernfalls kann die Pulsweitenmodulation nicht korrekt simuliert werden. Da durch die Synchronisation allerdings alle an der Simulation beteiligten Simulationen dieselbe Simulationsschrittweite benötigen, verlängert sich die Rechenzeit um ein Vielfaches (hier: mehr als das Zehnfache) da auch die langwierige FEM-Simulation mit der hohen Taktrate berechnet werden muss.

darin mit Hilfe des Modells für ein Lastmoment⁶ die Veränderung der Drehzahl und des Drehwinkels berechnet. Das mechanische Modell besteht dabei aus einer rotierenden Masse und zwei Drehmomentquellen, die gegen ein Referenzniveau in unterschiedliche Richtungen auf die Masse einwirken. Die eine Quelle repräsentiert das Lastmoment und die andere das durch das FEM-Modell bestimmte elektromagnetische Drehmoment, das auf den Rotor wirkt. An der rotierenden Masse können Drehwinkel und Drehzahl gemessen werden, welche TwinBuilder an Simulink übergibt, welches mit diesen Informationen⁷ die Sollströme für den nächsten Zeitschritt bestimmt.

Abbildung 6.1 zeigt das Zusammenspiel der einzelnen Simulationsprogramme zur Co-Simulation und stellt die zu übergebenden Signale noch einmal dar.

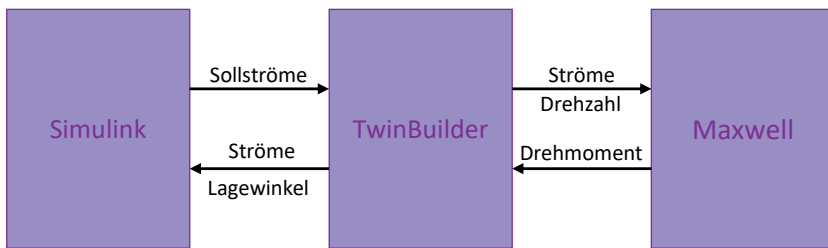


Abbildung 6.1: Blockschaltbild der Co-Simulation und der jeweils zu übergebenden Größen.

⁶ Bei den hier durchgeführten Simulationen wurde ein einfaches, linear von der Drehzahl abhängiges Modell für das Lastmoment eingesetzt.

⁷ Bei Simulationen, bei denen die Leistungselektronik und ihre Effekte mit einbezogen werden, müssen zusätzlich zu Drehwinkel und Drehzahl die gemessenen Ströme in der Maschine an die Regelung übergeben werden. Hier ist das nicht notwendig, da, wie weiter oben beschrieben, die Soll-Ströme aus der Regelung direkt als Ist-Ströme angenommen werden.

Aus dem gleichen Grund wie bei der Vernachlässigung der Leistungselektronik im Simulationsmodell, werden bei der Co-Simulation keine Struktur-schwingungen berechnet. Daher werden für den Variationsalgorithmus direkt die berechneten Werte für das elektromagnetische Drehmoment verwendet.

6.2 Simulationsdurchführung und Diskussion

Um die adaptive Harmonic Current Injection aus Abschnitt 5 zu testen wurden drei Simulationen mit unterschiedlichen Start- und Simulationsbedingungen durchgeführt. Eine Übersicht der Bedingungen ist in Tabelle 6.1 aufgeführt:

Tabelle 6.1: Start- und Simulationsbedingungen der einzelnen Simulationen der Co-Simulation.

| | <i>Simulationsbedingungen</i> |
|---------------------|--|
| <i>Simulation 1</i> | <i>Konstanter Betriebspunkt Amplitude der Grundwelle bei 25 % von I_{max} Drehzahl bei etwa 700 Umdrehungen pro Minute</i> |
| <i>Simulation 2</i> | <i>Betrieb mit steigender Stromamplitude Amplitude von 0 % auf 13,33 % von I_{max} innerhalb von 10 Sekunden Start aus dem Stillstand heraus</i> |
| <i>Simulation 3</i> | <i>Betrieb mit steigender Stromamplitude Amplitude von 13,33 % auf 26,66 % von I_{max} inner- halb von 20 Sekunden Start nach Einlaufphase von 3 Sekunden</i> |

Weitere Rahmenbedingungen in der Simulation, wie Simulationsschrittweite und Startwerte in der Lookup-Tabelle, sind für alle durchgeführten Simulationen identisch.

6.2.1 Simulation 1

Als erster Versuch wird der Algorithmus aus Abschnitt 5 bei einem konstanten Betriebspunkt untersucht. Dabei ist die Amplitude der Grundwelle des Stromes auf 25 % der maximal zulässigen Last eingestellt. Nach kurzer Einlaufzeit von 0,2 Sekunden stellt sich dabei in Kombination mit dem linear von der Drehzahl abhängenden Lastmodell eine konstante Drehzahl von etwa 700 Umdrehungen pro Minute ein.

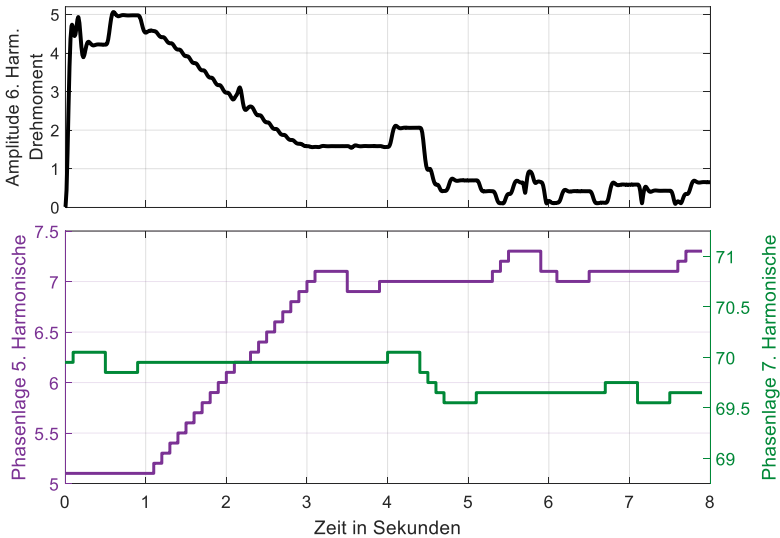


Abbildung 6.2: Ergebnisse der Co-Simulation für Simulation 1. Abbildung angelehnt an Figure 6 in [79].

Die Ergebnisse der Simulation mit einem konstanten Betriebspunkt sind in Abbildung 6.2 dargestellt. Dabei wird im oberen Bereich des Diagramms der Verlauf der 6. Harmonischen im Drehmoment dargestellt, wie er mit Hilfe der

in Abschnitt 5.3 vorgestellten Methode aus dem Signal des elektromagnetischen Drehmoments extrahiert werden kann. Im unteren Bereich sind auf derselben Zeitskala die Verläufe der Phasenvariationen der 5. und 7. Harmonischen im Strom aufgetragen, wie sie durch den Algorithmus während der Betriebszeit variiert werden.

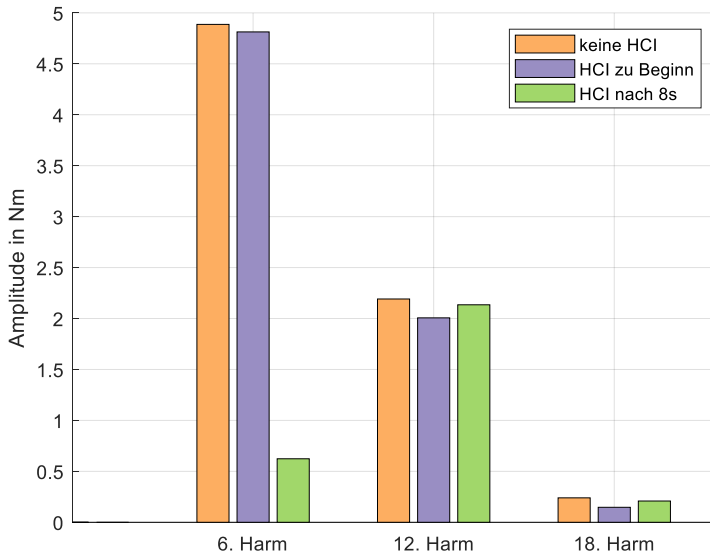


Abbildung 6.3: Ordnungsspektrum des elektromagnetischen Drehmoments von Simulation 1 aus Abbildung 6.2 für die Fälle ohne Einprägung harmonischer Ströme (orange), mit Einprägung zu Beginn der Simulation (lila) und mit Einprägung nach 8 Sekunden der Optimierung (grün). Abbildung angelehnt an Figure 7 in [79].

Das resultierende Amplitudenspektrum des elektromagnetischen Drehmoments für Simulation 1 ist in Abbildung 6.3 dargestellt. Dabei ist das Amplitudenspektrum⁸ einmal zu Beginn der Simulation, unmittelbar nach der Einlaufzeit von 0,2 Sekunden (lila), und einmal am Ende der Optimierung nach 8 Sekunden (grün) bestimmt worden. Als Vergleichswert wird eine Simulation mit identischen Ausgangswerten durchgeführt, allerdings ohne Einprägung harmonischer Ströme (orange). Die Balken der konstanten Drehmomente sind dabei aus Gründen der Lesbarkeit ausgeblendet. Sie bleiben in allen drei Fällen nahezu identisch und variieren um weniger als 0,1 %.

Simulation 1 zeigt, dass der in Abschnitt 5 vorgestellte Algorithmus wie vorgesehen funktioniert. Betrachtet man den Verlauf der Variationen, die an der Phasenlage der 5. und 7. Harmonischen im Strom durchgeführt werden, so zeigt sich, dass nach kurzer Einschwingphase der Algorithmus beginnt die Phase der 5. Harmonischen zu erhöhen. Dadurch wird eine Reduktion der Drehmomentschwingungen erreicht. Die Phase wird so lange weiter erhöht, bis es keine Veränderung bei der Amplitude mehr gibt. Nachdem der Algorithmus mit einem Richtungswechsel geprüft hat, ob er tatsächlich den aktuell besten Wert für die 5. Harmonische erreicht hat, wechselt er auf die Phasenlage der 7. Harmonischen. Dort ist bei Sekunde 4 der Simulation zunächst zu erkennen, dass durch eine Erhöhung der Phasenlage eine Verschlechterung der Drehmomentschwingungen erzeugt wird. Daher ändert der Algorithmus die Richtung und die Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment kann weiter reduziert werden.

Im Anschluss (Sekunde 5,3) versucht der Algorithmus nochmals die Phasenlage der 5. Harmonischen zu variieren. Es ist zu erkennen, dass hier kaum

⁸ Für die Bestimmung des Spektrums wurde eine Standard-FFT von Matlab mit einer einfachen Rechteckfensterung verwendet, da es sich um Simulationsdaten handelt und damit die Periodendauer der gesuchten Schwingungen exakt bekannt sind.

noch weitere Reduktionen der Drehmomentschwankungen erreicht werden können. Von Sekunde 5 an bis zum Ende der Simulation werden im Wechsel die 5. und 7. Harmonische verändert. Der Wert der Amplitude im Drehmoment schwankt im Bereich von 0,5 Nm. Dieser Verlauf zeigt bereits einen der Nachteile des Ansatzes auf: Zwar können die Drehmomentschwankungen durch die Anpassung der Phasenlage vom Ausgangswert um über 87 % reduziert werden (vgl. Amplituden der 6. Harmonischen in Abbildung 6.3), allerdings schwankt die Amplitude durch die anhaltenden Variationen des Algorithmus permanent. Wenn sich also die elektrische Maschine für einen längeren Zeitraum in einem konstanten Betriebspunkt befindet, ist es sinnvoll eine technische Lösung umzusetzen, welche die besten Werte für einen gewissen Zeitraum festhält und die Variation aussetzt.

Trotz dieses Nachteils zeigt die erste Simulation bereits eindrucksvoll die Effektivität des Ansatzes. Die Startwerte, welche näherungsweise ebenso starke Drehmomentschwankungen erzeugen wie ein Betrieb ohne Harmonic Current Injection (vgl. Abbildung 6.3), können innerhalb von 4 Sekunden so variiert werden, dass die Schwankungen der 6. Harmonischen um über 87 % reduziert werden. Abbildung 6.3 zeigt ebenfalls, dass die Amplituden der 12. und der 18. Harmonischen im elektromagnetischen Drehmoment durch den Eingriff um 0,13 Nm (0,089 % des konstanten Drehmoments) und 0,07 Nm (0,048 % des konstanten Drehmoments) steigen. Im Einzelfall ist zu prüfen, ob eine solche Erhöhung akzeptabel ist, aber im Allgemeinen dürfte der Mehrwert der Reduktion der 6. Harmonischen diese minimale Erhöhung anderer Harmonischer aufwiegen.

6.2.2 Simulation 2

Um das Verhalten des Algorithmus bei instationärem Betrieb zu untersuchen, wie er vor allem bei Anwendungen im Automotive Bereich vorkommt, wird in einer weiteren Simulation eine Stromvorgabe mit steigender Amplitude untersucht. Dabei wird eine Steigung von 0 % der maximal zulässigen Ströme zu Beginn der Simulation bis auf 13,33 % der maximal zulässigen Ströme nach 10

Sekunden vorgegeben. Das Ergebnis der Simulation ist in Abbildung 6.4 dargestellt. Dabei ist im obersten Abschnitt der Verlauf der Amplitude der 6. Harmonischen des elektromagnetischen Drehmoments abgebildet. Darunter an zweiter Position die sich durch das Lastmodell einstellende Drehzahl. Im dritten Diagramm von oben ist der Verlauf der Phasenverschiebung für die 5. und 7. Harmonische im Strom eingetragen, wie sie vom Variationsalgorithmus während der Simulation verändert werden. Im untersten Diagramm sind die Werte der Amplitude der 5. und 7. Harmonischen eingetragen, die in einem festen Verhältnis zur Grundwelle des Stroms stehen (vgl. Abschnitt 4.4).

Die Ergebnisse aus der Simulation mit nicht konstantem Betriebspunkt veranschaulichen zum einen, dass der Ansatz auch bei nicht konstanten Betriebspunkten funktioniert, zeigen aber zum anderen eine weitere Schwäche auf: Verändert sich der Betriebspunkt zu schnell, hat der Algorithmus keine Chance Anpassungen durchzuführen. Dies ist deutlich in Abbildung 6.4 zu sehen. Die Veränderungen, die hier bei der Phasenlage der 5. und 7. Harmonischen zu sehen sind, kommen nicht vom Variationsalgorithmus, sondern vom Wechsel von einem Betriebsabschnitt zum nächsten. Diese Wechsel finden bei der steilen Rampe zu häufig statt, als dass der Algorithmus die Chance erhält, Variationen durchzuführen. Wird der Algorithmus angepasst, sodass er schneller Veränderungen vornimmt, besteht die Gefahr, dass er zu sensitiv auf Ausreißer und Messfehler reagiert und damit instabiler wird.

Neben der Geschwindigkeit, mit welcher der Algorithmus Veränderungen an der Phasenlage vornimmt, ist auch die Größe der Abschnitte, in die der Betriebsbereich eingeteilt ist, von Bedeutung. Je größer die Abschnitte sind, desto mehr Zeit hat der Algorithmus innerhalb eines Abschnitts Variationen durchzuführen. Allerdings werden die Ergebnisse der Harmonic Current Injection schlechter, je größer der Bereich angesetzt ist, denn je größer der Bereich, desto weiter kann die Parameterkombination aus der Lookup-Tabelle von den optimalen Werten an den Rändern abweichen. Eine Verbesserungsmöglichkeit des vorgestellten Algorithmus besteht darin, die Werte aus der

Lookup-Tabelle für die einzelnen Bereiche nur als Stützstelle einer Interpolation für die Werte zwischen den designierten Betriebspunkten zu wählen. Damit könnten die harten Sprünge im Drehmoment, wie sie beispielsweise in Abbildung 6.4 oben dargestellt sind abgemildert werden.

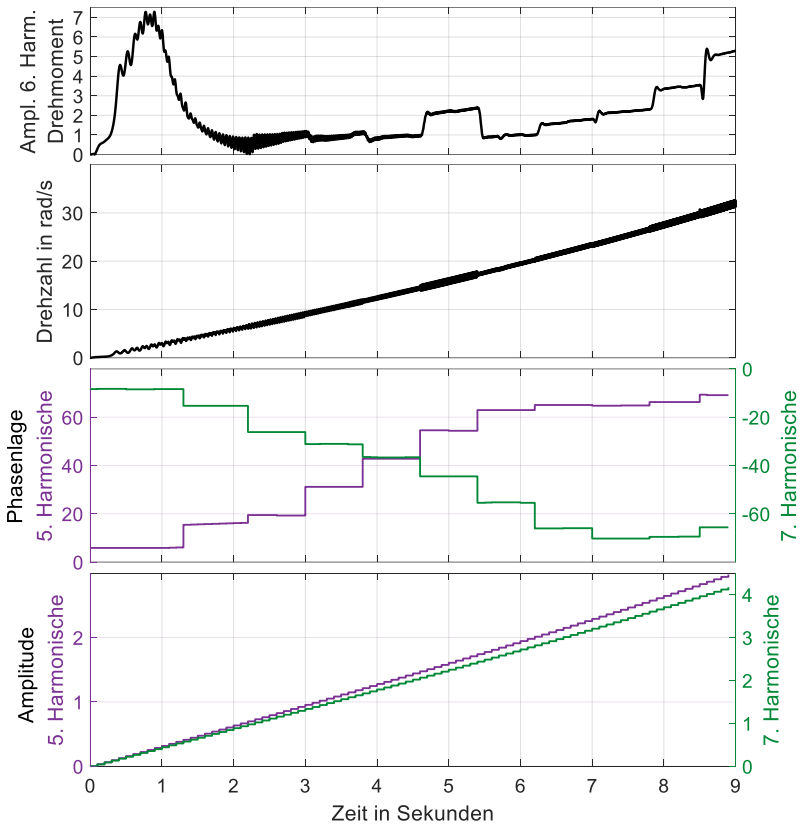


Abbildung 6.4: Ergebnis aus Simulation 2. Abbildung angelehnt an Figure S2 in [79].

Die hohen Schwingungsamplituden, die in den ersten 2,5 Sekunden im Verlauf der Amplitude der 6. Harmonischen im elektromagnetischen Drehmoment in Abbildung 6.4 zu sehen sind, entstehen durch einen mathematischen Fehler und repräsentieren keine Schwingungen, die real im simulierten Messsignal existieren. Bei der Belastungsrampe aus dem Stillstand kann das Drehmomentsignal zu Beginn nicht als periodisches Signal angenommen werden, da die Periodendauer sehr lang ist im Vergleich zur Veränderung des Signals. Daher können die Annahmen aus Abschnitt 5.3 nicht mehr übernommen werden und es entstehen die Schwingungen und Ausschläge im Signal. Je schneller sich die Maschine dreht, desto eher gleicht das erfasste Drehmomentsignal wieder einem periodischen Signal und die Amplitude verringert sich. Um diesen mathematischen Fehler zu eliminieren, wird in Simulation 3 zum einen eine Einschwingzeit von 3 Sekunden vorgesehen, bevor die Belastung erhöht wird und zum anderen startet die Maschine nicht aus dem Stillstand.

6.2.3 Simulation 3

Die Ergebnisse aus Simulation 2 zeigen eine Schwäche des Algorithmus auf: Verändert sich der Betriebspunkt zu schnell, kann er nicht auf die Veränderung reagieren. Aus diesem Grund wird für Simulation 3 die Steilheit der Rampe reduziert. Die Stromvorgabe startet dabei bei 13,33 % des maximal zulässigen Stroms und wird innerhalb von 20 Sekunden auf 26,66 % des maximal zulässigen Stroms gesteigert. Zusätzlich wird eine Einschwingphase für das Simulationsmodell vorgesehen, sodass die Rampe erst ab Sekunde 3 der Simulation startet. Die Ergebnisse der Simulation sind in Abbildung 6.5 dargestellt.

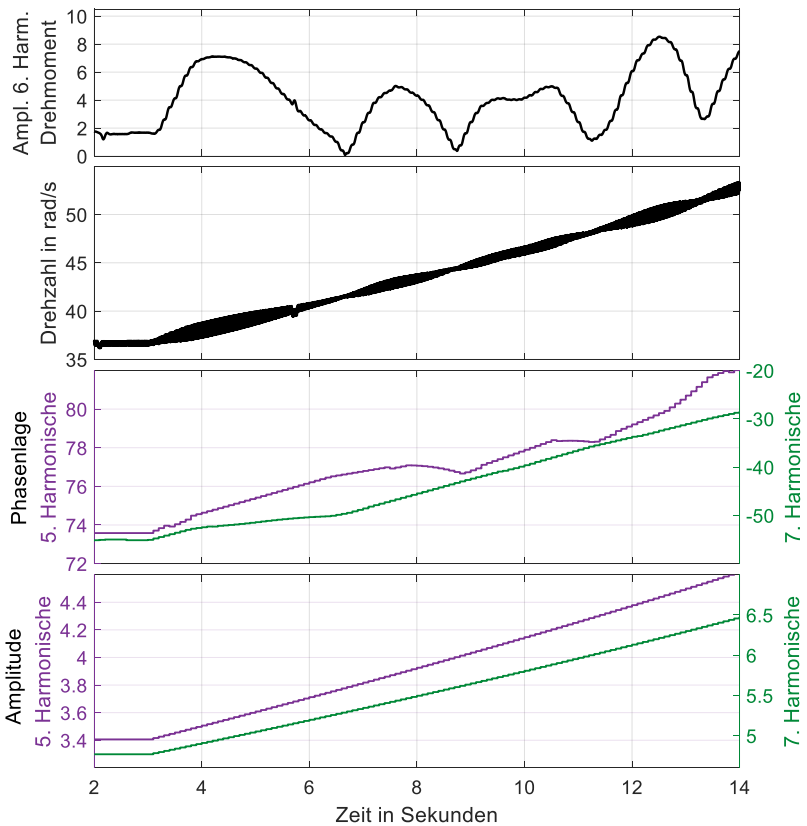


Abbildung 6.5: Ergebnis aus Simulation 3. Abbildung angelehnt an Figure S3 in [79].

Es sind dabei die selben Größen dargestellt, wie in Abbildung 6.4. Die Verläufe der Ströme und des Drehmoments der einzelnen Simulationen sind im Anhang zu finden (mit Ausnahme des Drehmoments von Simulation 2, welches wegen eines Fehlers nicht aufgenommen werden konnte).

Im Verlauf der Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment von Versuch 3 ist zu sehen, dass die im Vergleich zu Versuch 2 getroffenen Maßnahmen den mathematischen Fehler während der Extraktion der Werte aus dem Signal vermieden haben. Es könnte daher sinnvoll sein, die adaptive Harmonic Current Injection erst ab einer Mindestdrehzahl zu aktivieren, sodass der Algorithmus nicht durch den mathematischen Fehler falsche Entscheidungen trifft.

Durch die langsamer steigende Belastungsrampe in Simulation 3 ist zu erkennen, dass der Algorithmus seine Wirkung entfalten kann, wenn man ihm ausreichend Zeit lässt. In Abbildung 6.5 ist zu erkennen, dass die Amplitude im Drehmoment immer wieder mit Hilfe der Variation reduziert werden kann. Wenn die Maschine in einen neuen Betriebsabschnitt gelangt und die adaptive Harmonic Current Injection einen frischen Wert aus der Lookup-Tabelle abrufen, verschlechtert sich zunächst die Schwingung deutlich und die Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment steigt an. Wenn der Algorithmus Anpassungen an dem frischen Wert durchgeführt hat, reduziert sich die Amplitude wieder, bis ein neuer Betriebsbereich erreicht ist⁹.

⁹ Hier sei angemerkt, dass die Ausgangswerte in der Lookup-Tabelle in jeder Simulation identisch sind. Dabei handelt es sich um Startwerte, die nach der Methode aus [67] bestimmt werden. Diese Startwerte erzeugen durchweg eher schlechte Ergebnisse, bieten aber damit ein großes Verbesserungspotenzial für den Variationsalgorithmus. Wenn alle Werte in der Lookup-Tabelle einmal für einen gewissen Zeitraum optimiert worden sind, sind keine so großen Schwankungen mehr, sowohl in den Werten für die Phasenverschiebung, als auch für die Amplitude der Schwingungen im Drehmoment zu erwarten. Die Veränderungen, die dann durch den Ansatz ausgeglichen werden sollen, verlaufen über große Zeiträume, die allerdings die Simulationskapazitäten während des Projektes deutlich überschreiten. Aus diesem Grund werden für Demonstrationszwecke die schlechten Startwerte beibehalten.

7 Prüfstandsmessungen

Der in Abschnitt 5 vorgestellte Ansatz, dessen Wirksamkeit durch die Simulationen in Abschnitt 6 bereits demonstriert wurde, soll nun durch Versuche an einer realen Maschine auf einem Prüfstand weiter validiert werden. Dabei ist zu erwähnen, dass es sich bei der für die Versuche genutzte elektrischen Maschine zwar um eine permanentmagneterregte Synchronmaschine handelt, die in einer vergleichbaren Leistungsklasse liegt wie die simulierte Maschine, allerdings nicht um dasselbe Maschinenmodell. Zur Versuchsmaschine liegen keine weiteren Informationen zur Geometrie, den Materialparametern oder der Ansteuerung vor.

7.1 Versuchsaufbau und -durchführung

Über den genauen Aufbau des Prüfstandes, der Maschine, sowie auch der Ansteuerung und Regelung können keine Angaben gemacht werden, da sie zum einen teilweise nicht bekannt sind und zum anderen Geheimhaltungsrichtlinien unterliegen. Abbildung 7.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Prüfstandes und an welcher Stelle der Regelungsalgorithmus eingesetzt ist.

Während der Versuche werden weder am Prüfstandsaufbau, noch an der feldorientierten Regelung Anpassungen vorgenommen. Die durch den Regelungsalgorithmus vorgegebenen Soll-Ströme werden lediglich vor der Rücktransformation aus dem d-q-System auf die Soll-Ströme der feldorientierten Regelung addiert. Um den Stromregler nicht zu überfordern, werden die Versuche bei niedriger Drehzahl durchgeführt, womit auch die Frequenzen der aufmodellierten hochfrequenten Schwingungen auf einem niedrigen Niveau liegen. Eine Übersicht über die Versuche ist in Tabelle 7.1 aufgeführt.

Tabelle 7.1: Übersicht der Bedingungen der einzelnen Versuche am Prüfstand.

| | <i>Versuchsbedingungen</i> |
|------------------|---|
| <i>Versuch 1</i> | <i>Konstanter Betriebspunkt</i> $i_d = 0, i_q = 100A$ <i>120 Umdrehungen pro Minute</i> <i>Regelgröße: Signal der Drehmomentmesswelle</i> |
| <i>Versuch 2</i> | <i>Konstanter Betriebspunkt</i> $i_d = 0, i_q = 100A$ <i>1280 Umdrehungen pro Minute</i> <i>Regelgröße: Signal der Beschleunigungssensoren</i> |
| <i>Versuch 3</i> | <i>Betrieb mit steigender Stromamplitude</i> $i_d = 0, i_q = 100A \text{ auf } 200A$ <i>1280 Umdrehungen pro Minute</i> <i>Regelgröße: Signal der Beschleunigungssensoren</i> |
| <i>Versuch 4</i> | <i>Betrieb mit steigender Stromamplitude, aber Anpassungszeitraum für jeden Betriebsbereich vorab</i> $i_d = 0, i_q = 100A \text{ auf } 200A$ <i>1280 Umdrehungen pro Minute</i> <i>Regelgröße: Signal der Beschleunigungssensoren</i> |

Für Versuch 1 wird ein konstanter Betriebspunkt gewählt (Drehzahl 120 Umdrehungen pro Minute und $i_d = 0, i_q = 100A$). Da es sich hier um eine sehr niedrige Drehzahl handelt, kann das Signal von der Drehmomentmesswelle, die zwischen der permanentmagneterregten Synchronmaschine und Lastmaschine sitzt, direkt zur Bestimmung der Schwankungen im Drehmoment herangezogen werden. Für höhere Drehzahlen geht die Amplitude der 6. Harmonischen allerdings im Messrauschen unter.

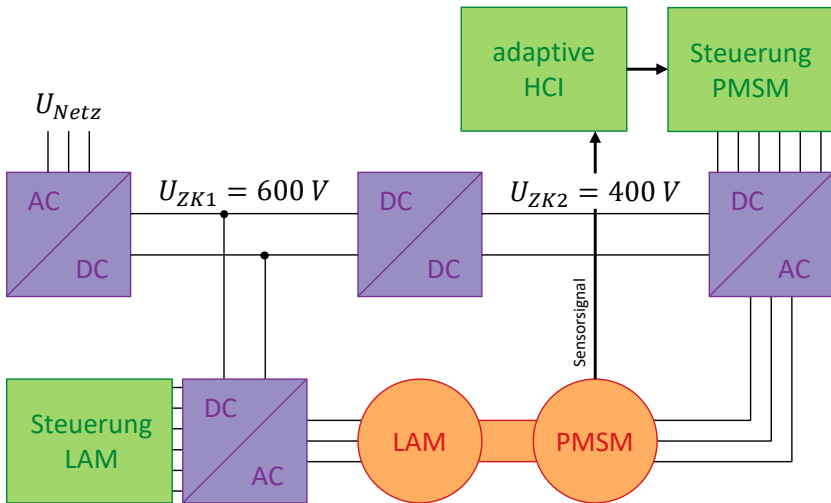


Abbildung 7.1: Prinzipieller Aufbau des Prüfstandes mit seiner Lastmaschine (LAM) sowie der permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM) und schematische Darstellung, an welcher Stelle der Regelungsalgorithmus eingreift. U_{ZK1} und U_{ZK2} geben die Spannungswerte der Gleichstrom (DC) Zwischenkreise an. Die Inverter sind als DC/AC-Wandler dargestellt.

Für Versuch 2 wird eine höhere Drehzahl gewählt und die Messung der Drehmomentschwankungen mittels Beschleunigungssensoren¹ an der Maschinenoberfläche² durchgeführt (vgl. Abschnitt 5.3). Die Messsignale des Sensors werden durch einen IEPE-Wandler in ein analoges Messsignal umgewandelt, welches an das Steuersystem des Prüfstandes übertragen und direkt an den Variationsalgorithmus übergeben wird. Ein weiterer Beschleunigungssensor³, der bereits für andere Versuche genutzt worden war, wird als unabhängiger

¹ Verwendete Sensoren: Brüel & Kjaer 4520.

² Die Positionierung der Sensoren wurde willkürlich an der Außenseite des Gehäuses der elektrischen Maschine gewählt.

³ Ebenfalls Brüel & Kjaer 4520.

Beobachtungssensor eingesetzt. Die Messdatenaufzeichnung des zweiten Sensors erfolgt unabhängig von der Prüfstandssteuerung über ein PAK-System⁴.

Als Versuch 3 werden Tests mit einer Belastungsrampe durchgeführt, um das Verhalten des Ansatzes bei transientem Betriebsverhalten zu testen. Die Belastungsrampe wird durch die konstante Steigerung des q-Stromes realisiert, wobei die Drehzahl konstant bei 1280 Umdrehungen pro Minute gehalten wird. Die q-Ströme werden von 100 A linear auf 200 A erhöht

Anschließend wird dem Algorithmus für Versuch 4 in jedem Betriebsbereich⁵ eine kurze Zeit eingeräumt, um bei konstantem Betriebspunkt das Schwingverhalten der 6. Harmonischen zu reduzieren und die zuvor in Versuch 3 genutzte Belastungsrampe wird wiederholt.

Die Ergebnisse aller Versuche werden in Abschnitt 7.2 vorgestellt und diskutiert.

7.2 Versuchsergebnisse

Nachfolgend werden die Ergebnisse der vier durchgeführten Messungen am Prüfstand vorgestellt und erläutert. Eine Interpretation und Bewertung der Ergebnisse wird erst im nachfolgenden Abschnitt vorgenommen.

⁴ PAK – MK II (Müller BBM) Modul ICP42 G2 (Messfrequenz: 54,2 kHz).

⁵ Da für die Maschine keinerlei Informationen bezüglich Materialverhalten oder Geometrie vorlagen und damit auch vorab keine Simulationen durchgeführt werden konnten, um optimierte Startwerte für den Algorithmus zu finden, wurde der Betriebsbereich der Maschine in die bereits bei den Simulationen genutzten 15-Ampere-Abschnitte aufgeteilt und die Startwerte aus der Simulation für die einzelnen Abschnitte zugewiesen.

7.2.1 Versuch 1

Die Ergebnisse des ersten Versuchs, bei dem bei konstantem Betriebspunkt mit Hilfe des Drehmomentsignals geregelt wird, sind in Abbildung 7.2 dargestellt. Im oberen Bereich des Diagramms ist der Verlauf der Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment über der Zeit dargestellt. Dieser Verlauf wird direkt aus dem Messsignal der Drehmomentmesswelle extrahiert (vgl. die Methode in Abschnitt 5.3).

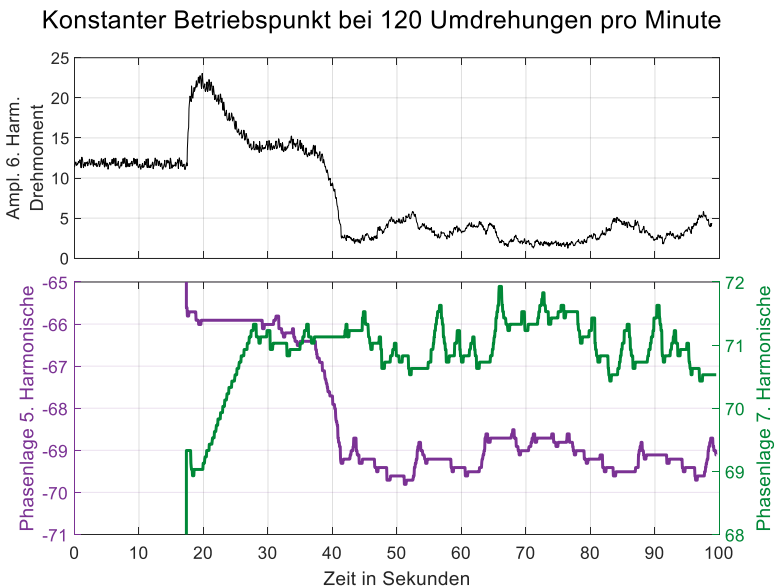


Abbildung 7.2: Messergebnisse von Versuch 1: konstanter Betriebspunkt bei 120 Umdrehungen pro Minute und Rückführung der Systemantwort über die Drehmomentmesswelle.

Im unteren Bereich des Diagramms ist der Verlauf der Phasenverschiebung der eingprägten Ströme der 5. und 7. Harmonischen eingetragen.

7.2.2 Versuch 2

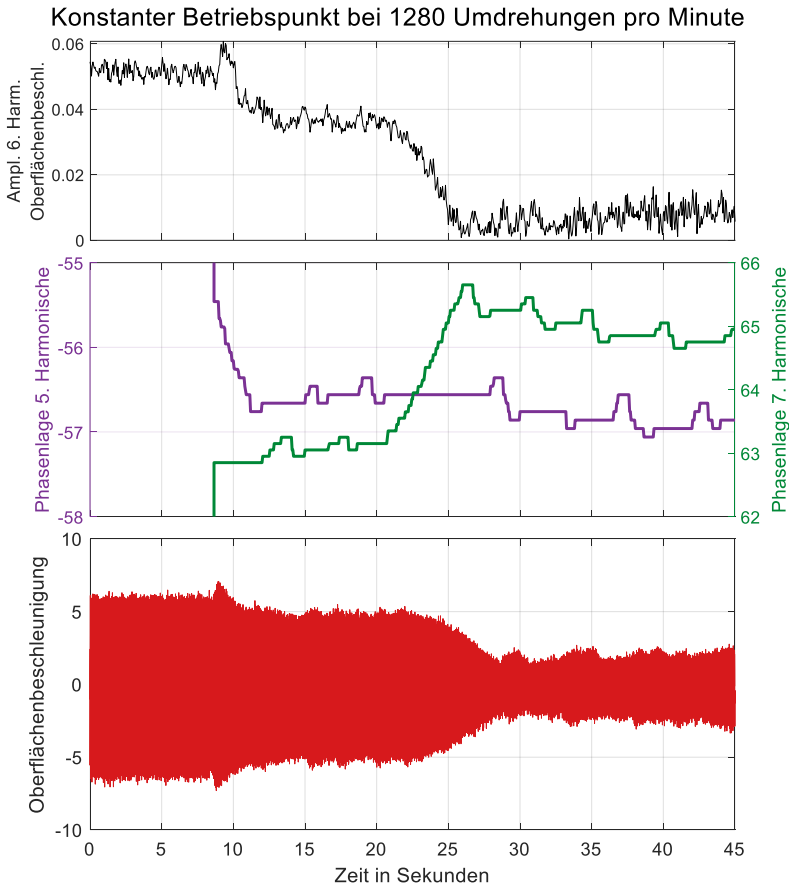


Abbildung 7.3: Messergebnisse von Versuch 2: konstanter Betriebspunkt bei 1280 Umdrehungen pro Minute und Rückführung der Systemantwort über Sensoren für Oberflächenbeschleunigungen.

Die Ergebnisse des zweiten Versuchs, der ebenfalls mit einem konstanten Betriebspunkt durchgeführt wird, sind in Abbildung 7.3 dargestellt. Im obersten

Diagramm ist die Amplitude der 6. Harmonischen in der Oberflächenbeschleunigung gezeigt, wie sie vom Beschleunigungssensor gemessen und durch die Methode in Abschnitt 5.3 aufbereitet wird. Dies ist der Wert, den der Algorithmus bei höherer Drehzahl nutzt, um die Reaktion der elektrischen Maschine auf die eingprägten hochfrequenten Schwingungen zu interpretieren. Im untersten Diagramm sind die Oberflächenbeschleunigungen der Maschine aufgetragen, wie sie durch das getrennte Messsystem aufgenommen werden. Der Verlauf ist ohne nachträgliche Bearbeitung dargestellt und entspricht den Messwerten.

7.2.3 Versuch 3

Für die Versuche 3 und 4 sind die Ergebnisse in identischer Aufteilung wie Versuch 2 dargestellt. Für Versuch 3 jedoch sind, zusätzlich zu den Werten der Amplitude der Oberflächenbeschleunigung während des Betriebs mit adaptiver Harmonic Current Injection, die Werte der Amplitude der Oberflächenbeschleunigung ohne jegliche Harmonic Current Injection im obersten Diagramm in rot eingetragen.

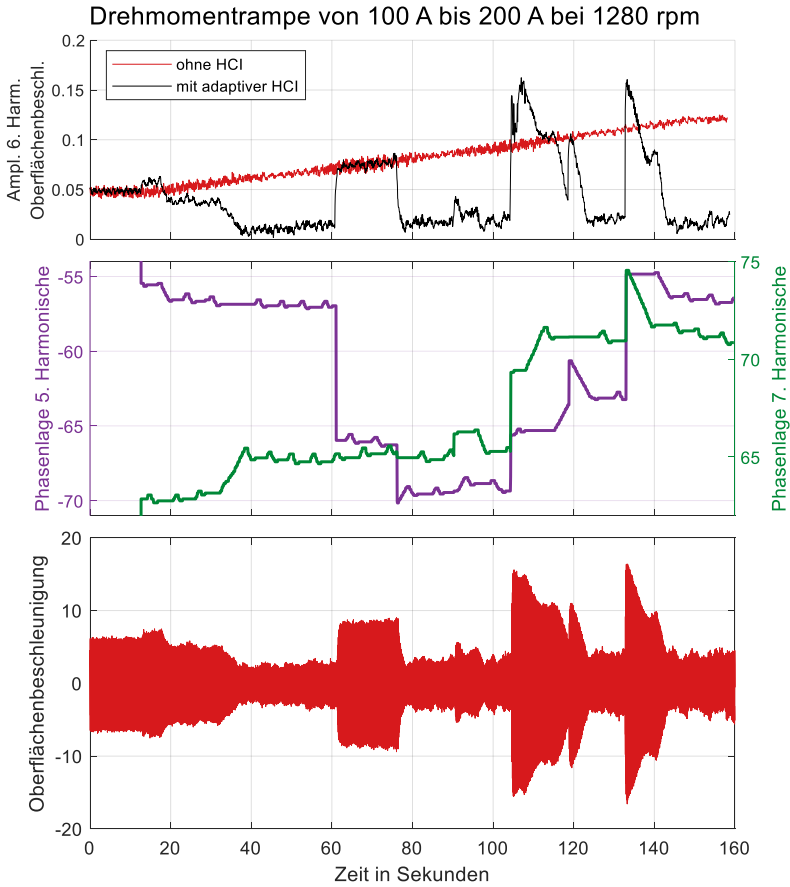


Abbildung 7.4: Messergebnisse von Versuch 3: lineare Belastungsrampe bei 1280 Umdrehungen pro Minute und Rückführung der Systemantwort über Sensoren für Oberflächenbeschleunigungen.

7.2.4 Versuch 4

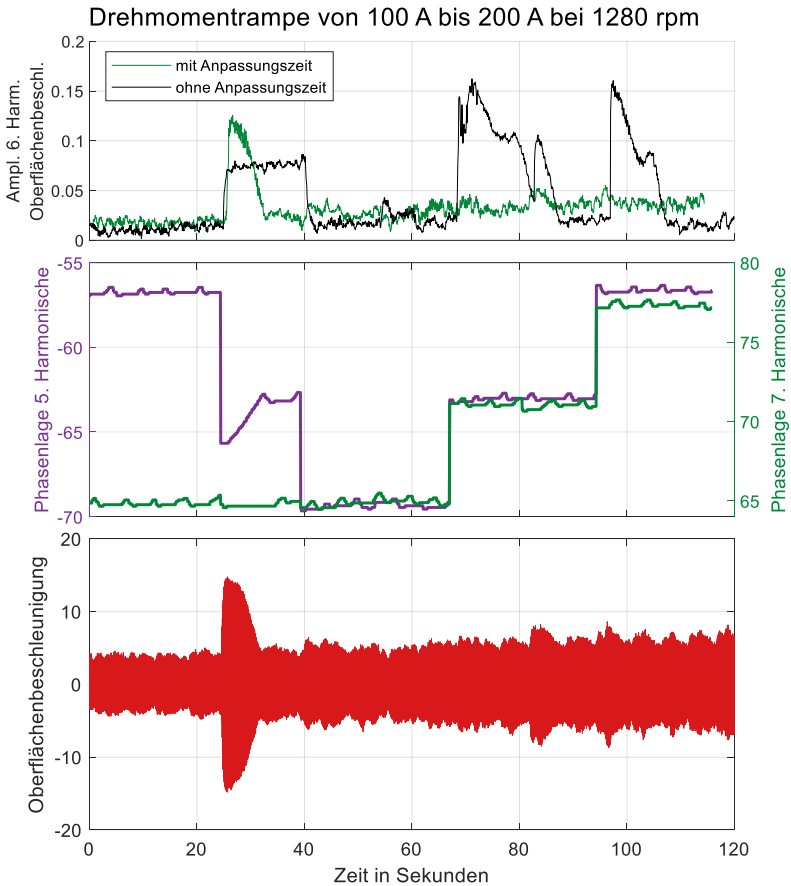


Abbildung 7.5: Messergebnisse von Versuch 4 (Versuch mit Anpassungszeit für den Kompensationsalgorithmus): lineare Belastungsrampe bei 1280 Umdrehungen pro Minute und Rückführung der Systemantwort über Sensoren für Oberflächenbeschleunigungen.

Für Versuch 4 sind im obersten Diagramm die Verläufe einmal für die Belastungsrampe mit zusätzlicher, vorheriger Anpassungszeit in den einzelnen Betriebsabschnitten (grün) und einmal ohne zusätzliche Anpassungszeit (schwarz) dargestellt. Ansonsten entspricht die Darstellung jener von Versuch 2 und Versuch 3

7.3 Diskussion der Versuchsergebnisse

Die in Abschnitt 7.2 präsentierten Ergebnisse zeigen die Wirksamkeit des in Abschnitt 5 vorgestellten Algorithmus zur Reduktion von Drehmoment-schwingungen in permanentmagneterregten Synchronmaschinen und bestätigen die in Abschnitt 6 durch Simulationen gewonnenen Erkenntnisse. Die Versuche 1 und 2, die bei konstanten Betriebspunkten durchgeführt werden, zeigen sehr ähnliche Resultate. Nachdem der Algorithmus aktiviert wird (für Versuch 1 etwa nach 17,5 Sekunden und für Versuch 2 nach 8,6 Sekunden), verschlechtert sich die Reaktion der Maschine im Bereich der 6. Harmonischen im Drehmoment zunächst. Das liegt daran, dass aufgrund fehlender Informationen für die genutzte Maschine keine Vorabsimulationen durchgeführt werden konnten, um passende Startwerte zu finden. Aus diesem Grund werden beliebige Werte für die Phasenverschiebung der 5. und 7. Harmonischen im Strom für den Start ausgewählt. In den ersten Sekunden werden dadurch die Drehmomentschwingungen verstärkt. Durch die Variation der Phasenverschiebung beginnt der Algorithmus sehr schnell die Verschlechterung auszugleichen und die Schwingungen zu reduzieren. Durch weitere Variationen wird die Amplitude der Schwingungen weiter reduziert, bis sie nach etwa 24 Sekunden bei Versuch 1 einen Wert von etwa 31,36 % der Ausgangsschwingung und nach etwa 17 Sekunden bei Versuch 2 einen Wert von etwa 13,22 % der Ausgangsschwingung erreicht.

Ab diesem Zeitpunkt schafft es der Algorithmus nicht mehr die Schwingungen weiter zu reduzieren. Im weiteren Verlauf der Messungen zeigt sich einer der

Nachteile des Algorithmus in seiner gegenwärtigen Form: Zwar kann eine Reduktion der Schwingungen um über 85 % in Versuch 2 erreicht werden, allerdings schafft es der Algorithmus nicht, ein Minimum durchgängig zu halten, wenn er es erreicht hat. Durch die fortlaufenden Variationen treten wiederholt Schwankungen auf, die geringfügig schlechtere Ergebnisse im Schwingungsverhalten erzeugen, als das zuvor erreichte Optimum.

Auf der anderen Seite zeigen die Ergebnisse jedoch, dass es mit Hilfe dieser Methode möglich ist, ohne Kenntnisse über die Maschine und ohne großen konstruktiven Aufwand die Schwingungen einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für bestimmte Harmonische deutlich zu reduzieren. Die Reduktion der Vibrationen ist im Signal des Beschleunigungssensors in Abbildung 7.3 gut zu erkennen. Die Gesamtamplitude der Schwingungen kann auf 39,37 % des Ausgangszustandes reduziert werden. Die daraus resultierende Reduktion der Schallemissionen ist am Prüfstand mit bloßem Ohr wahrzunehmen.

Die Ergebnisse von Versuch 3 geben einen Einblick in das Verhalten des Algorithmus bei transienten Vorgängen. Auch hier können die Erkenntnisse aus den Simulationen von Abschnitt 6 bestätigt werden. Wenn der Algorithmus ausreichend Zeit zur Verfügung hat, kann er auch in transienten Prozessen die Parameter der adaptiven Harmonic Current Injection so anpassen, dass eine Reduktion der Drehmomentschwingungen erreicht werden kann. Als Vergleichswert wird eine Belastungsrampe durchfahren, ohne den Einsatz einer Harmonic Current Injection. Anhand der Oberflächenbeschleunigung in Abbildung 7.4 kann der Verlauf des Algorithmus sehr gut nachvollzogen werden. Wenn der Betriebspunkt von einem Abschnitt in den nächsten wechselt, werden die im neuen Abschnitt in der Lookup-Tabelle eingetragenen Werte für die Phasenverschiebung herangezogen (beispielsweise bei der Phasenverschiebung der 5. Harmonischen bei Sekunde 61 gut zu erkennen). Da es sich auch hier bei den Startwerten um zufällig angenommene Werte handelt, gibt es bei einigen Abschnitten (beispielsweise bei Sekunde 104 und 132) zunächst eine Verschlechterung der Drehmomentschwingungen. Genau wie bei den

Versuchen 1 und 2 bei konstanten Betriebspunkten beginnt der Algorithmus direkt eine Variation und reduziert damit die Schwankungen im Vergleich zur Variante ohne Harmonic Current Injection.

Eine Ausnahme bildet hier der Bereich zwischen Sekunde 61 und 76. In diesem Abschnitt hat aus nicht ermittelbaren Gründen die Injektion der Ströme nicht funktioniert, sodass die Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment sich exakt so verhält, als wenn keine hochfrequenten Ströme zusätzlich eingepreßt werden. Aufgrund der begrenzten Zeit, die am Prüfstand zur Verfügung steht, können die Messungen nicht wiederholt werden und es ist nicht möglich zu ermitteln, aus welchem Grund die adaptive Harmonic Current Injection in diesem Bereich ausgesetzt hat. In einigen anderen Betriebsabschnitten bilden die zufällig generierten Werte eine gute Basis, sodass die Schwingungen von vorneherein sehr niedrig sind und der Algorithmus keine großen Anpassungen vornehmen muss (beispielsweise der Abschnitt von Sekunde 76 bis 104).

Für Versuch 4 wird im Vorfeld dem Algorithmus in jedem Betriebsabschnitt mehrere Sekunden Zeit gegeben, um das Optimum für die Parameter der adaptiven Harmonic Current Injection zu finden. Mit Hilfe dieser Werte wird erneut die Belastungsrampe von 100 A bis 200 A für den q-Strom durchfahren. Da im Vergleich zu Versuch 3 nun keine zufällig generierten Werte mehr als Ausgangspunkte fungieren, sondern bereits für diese Maschine optimierte Werte, erzeugt der Algorithmus nahezu durchweg ein besseres Ergebnis für die Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment. Einzige Ausnahme bildet hier der Bereich von Sekunde 24 bis 40, bei dem aus den o.g. unbekanntem Gründen der Algorithmus nicht funktioniert hat. In diesem Bereich kann der Algorithmus erst während der zweiten Rampe richtig arbeiten und die Werte optimieren. Doch auch hier zeigt sich wieder die Stärke des Algorithmus, denn in nur wenigen Sekunden schafft er es durch die Variation der Phasenlage der 5. Harmonischen im Strom die Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment auf einen Bruchteil des Ausgangswertes zu reduzieren (Reduktion um 80,43 % gegenüber dem Ursprungswert am Ende des Betriebsabschnitts).

Wenn also während der Lebenszeit des Systems gravierende Änderungen der Systemeigenschaften auftreten, welche die ursprünglich gewählten Parameter für eine Harmonic Current Injection fehlerhaft machen, kann der Algorithmus diese adaptiv anpassen und einen weiterhin schwingungsarmen Betrieb der elektrischen Maschine gewährleisten.

8 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird ein Algorithmus entwickelt, mit dessen Hilfe die Drehmomentschwingungen einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für eine beliebige Harmonische reduziert werden können. Dafür wird zunächst der aktuelle Stand des Wissens im Bereich der Schwingungsuntersuchungen vorgestellt und die Motivation von NVH-Arbeiten im Kontext der Fahrzeugtechnik und im speziellen in der Elektromobilität dargelegt. Nach einer kurzen Beschreibung der Ziele der vorgelegten Arbeit, werden die für das Verständnis notwendigen Grundlagen zu permanentmagneterregten Synchronmaschinen, ihren Systemgleichungen sowie zu ihren Regelungsmethoden vorgestellt. Dabei wird bei den Regelungsmethoden dargelegt, wieso manche der Methoden, wie beispielsweise die Direct Torque Control, für den später verwendeten Ansatz nicht nutzbar sind. Anschließend werden Methoden zur Reduktion von Schwingungen in elektrischen Maschinen beschrieben, die bereits bekannt sind und teilweise auch schon seit langer Zeit in der Industrie verwendet werden. Dabei wird zwischen konstruktiven Methoden und regelungstechnischen Eingriffen unterschieden. Im Speziellen wird anschließend die Methode der Harmonic Current Injection beschrieben, da diese die Grundlage für den in dieser Arbeit vorgestellten Algorithmus bildet.

Nach der Beschreibung der Grundlagen wird der Aufbau eines FEM-Modells beschrieben, das zur weiteren Untersuchung herangezogen wird. Dabei wird auch explizit auf die Grenzen beziehungsweise auf Vereinfachungen des Modells eingegangen, die getroffen werden müssen, um die Rechenzeit in einem erträglichen Maß zu halten. Mit Hilfe dieses Modells werden Untersuchungen durchgeführt, die den Einfluss der Veränderung der Amplituden- und der Phasenverschiebung der eingepprägten harmonischen Ströme einer Harmonic Current Injection auf die Drehmomentschwingungen einer elektrischen Ma-

schine haben. Die Simulationen zeigen dabei, dass die Drehmomentschwingungen deutlich sensitiver auf die Veränderung der Phasenverschiebung reagieren als auf die Variation der Amplitude der eingepprägten Ströme.

Mit diesem Wissen kann ein Regelungsansatz entworfen werden, der im weiteren Verlauf der Arbeit erläutert wird. Dabei wird zunächst auf die Struktur des Ansatzes eingegangen, der als additives Konzept ausgearbeitet ist und somit jederzeit abgeschaltet werden kann, ohne die Grundfunktion der elektrischen Maschine oder die zugrundeliegende feldorientierte Regelung zu beeinflussen. Danach wird eine Methode vorgestellt, um die Schwingung im Drehmoment zu bestimmen, ohne eine vollständige Fourier-Transformation des Messsignals durchzuführen. Damit können Rechenzeiten und –kapazitäten eingespart werden, sodass das System agiler reagieren kann. Abschließend wird der Algorithmus erläutert, der die Phasenlage der eingepprägten Ströme variiert, um so die adaptive Harmonic Current Injection an den aktuellen Systemzustand anzupassen.

Um die Wirksamkeit dieses Ansatzes zu testen, wird das FEM-Modell in eine umfangreichere Simulationsumgebung eingebettet, die neben der elektrischen Maschine auch die Stromregelung sowie das mechanische Lastsystem eines Prüfstandes simuliert. Die mit diesem Aufbau gewonnenen Simulationsergebnisse haben Stärken (signifikante Reduktion der Drehmomentschwingungen einer elektrischen Maschine bei einer bestimmten Frequenz, ohne die Geometrie oder Materialparameter zu kennen und Anpassung der optimalen Parameter der Harmonic Current Injection während des Betriebs) aber auch Schwächen (bei zu schnellen transienten Lastfällen bleibt dem Ansatz nicht ausreichend Zeit um eine Anpassung der Parameter durchzuführen und sobald ein Optimum erreicht ist kann durch weitere Variationen wieder eine leichte Verschlechterung eintreten) des Ansatzes gezeigt. In Summe zeigen die Ergebnisse, dass es mit Hilfe des vorgestellten Ansatzes möglich ist, die Schwingungen der (hier beispielsweise 6.) Harmonischen im Drehmoment deutlich zu reduzieren (in den Versuchen um über 80% für die 6. Harmonische

im Drehmoment) und dabei auch auf Veränderungen der Systemeigenschaften während der Laufzeit zu reagieren.

Mit Hilfe eines zur Verfügung gestellten realen Prüfstandes kann abschließend der Algorithmus in der Realität geprüft werden. Dabei zeigt sich, dass sich die bei der Simulation identifizierten Stärken und Schwächen auch an der realen Maschine zeigen. Darüber hinaus kann der Beweis erbracht werden, dass es möglich ist mit Hilfe des Ansatzes die Drehmomentschwingungen zu reduzieren, ohne Kenntnis über die elektrische Maschine oder ihr Regulationssystem zu haben. Die verwendete permanentmagneterregte Synchronmaschine gleicht zwar von ihrer Leistungsklasse der simulierten Maschine, darüber hinaus sind aber keine Informationen über Materialparameter oder Geometrien bekannt. Trotzdem kann mit Hilfe des Algorithmus die Amplitude der 6. Harmonischen im Drehmoment bei konstanten Betriebspunkten um über 85% reduziert werden.

9 Ausblick

Die Problematik der Drehmomentschwingungen ist nicht auf die permanentmagneterregten Synchronmaschinen begrenzt, sondern betrifft elektrische Maschinen jeglicher Bauart. Der Ansatz der adaptiven Harmonic Current Injection kann daher in nachfolgenden Arbeiten auf andere Maschinentypen erweitert werden. Vor allem für andere Drehfeldmaschinen, die ebenfalls mit feldorientierter Regelung betrieben werden können, sollten durch den Ansatz ähnlich gute Ergebnisse erzielt werden können. Eine Integration in solche Systeme ist aufgrund des additiven Aufbaus ohne großen Aufwand möglich.

Die Simulationen und Prüfstandsversuche haben gezeigt, dass der Algorithmus noch einige Schwächen aufweist, die in zukünftigen Arbeiten behoben werden können. Dazu gehört zum einen die Problematik, dass der Algorithmus aufgrund seiner Struktur und Arbeitsweise nicht in einem Optimum verharrt, sondern durch weitere Variationen wieder Verschlechterungen im Schwingungszustand erzeugt. Hier könnte ein globales Gedächtnis oder eine künstliche Intelligenz im Hintergrund entscheiden, ob und in welchem Zeitraum weitere Variationen sinnvoll sind. Zusätzlich könnte eine variable Schrittweite eine Methode sein das Verhalten des Algorithmus zu verbessern, sobald es sich dem Optimum nähert. Des Weiteren zeigen die Messungen, dass die Geschwindigkeit, mit der die Regelung die vorgegebenen Ströme der adaptiven Harmonic Current Injection nachfahren kann, einen signifikanten Einfluss auf die Qualität des Variationsergebnisses hat. Daher ist die Anpassung der Regelparameter sowie der Regelungsstruktur ein Feld, in dem die Performance des Systems weiter verbessert werden kann.

Zudem kann ein interessanter Ansatz sein, den vorgestellten Regelungsansatz auf andere Regelungsstrukturen als die feldorientierte Regelung anzuwenden und damit das Einsatzgebiet für den Algorithmus zu erweitern.

Literaturverzeichnis

- [1] Verordnung (EU) Nr. 540/2014 des Europäischen Parlaments und des Rates vom 16. April **2014** über den Geräuschpegel von Kraftfahrzeugen und von Austauschschalldämpferanlagen sowie zur Änderung der Richtlinie 2007/46/EG und zur Aufhebung der Richtlinie 70/157/EWG
- [2] Genuit, K. *Sound-Engineering im Automobilbereich*, Springer: Berlin, Heidelberg. **2010**
- [3] Köhler, E.; Flierl, R. *Verbrennungsmotoren. Motormechanik, Berechnung und Auslegung des Hubkolbenmotors*, 7. Auflage, Springer Fachmedien: Wiesbaden, **2019**
- [4] Gergen, S.; Graustück, C. Martin, R. Messtechnische Untersuchung der Akustik eines Elektroautos. *DAGA 2012 - Darmstadt*, **2012**, S. 89–90.
- [5] Mell, J.; Meier, C. Mercedes-Benz A-Klasse E-CELL: NVH-Herausforderungen. *DAGA 2011 - Düsseldorf*, **2011**, S. 125–126.
- [6] Zeller, P. *Handbuch Fahrzeugakustik*. 3. Auflage, Springer Fachmedien: Wiesbaden. **2018**
- [7] Genuit, K. The Future of NVH Research - A Challenge by New Powertrains. II SAE BRASIL International Noise and Vibration Congress, Santa Catarina, Brasilien, 17. – 19. Oktober **2010**
- [8] van der Linden, P. J. G.; Fun, J. K. Using Mechanical-Acoustic Reciprocity for Diagnosis of Structure Borne Sound in Vehicles. No. *931340 SAE Technical Paper*, *SAE International* **1993**
- [9] Wyckaert, K.; van der Auweraer, H. Operational Analysis, Transfer Path Analysis, Modal Analysis: Tools to Understand Road Noise Problems in Cars. No. *951251 SAE Technical Paper*, *SAE International* **1995**
- [10] Pflüger, M.; Brandl, F.; Bernhard, U.; Feitzelmayer, K. *Fahrzeugakustik. Der Fahrzeugantrieb*. Springer: Wien, New York, **2010**
- [11] Herrmann, M.; Jöst, R.; Kehl, F.; Özkan, A.; Pless, S.; Gauterin, F. Importance of Vehicle Body Elements and Rear Axle Elements for Describing Road Booming Noise. *Vehicles* 2 (4), **2020**, S. 589–603.

- [12] Moosmayr, T. Objektivierung von transienten Störgeräuschen im Fahrzeuginnenraum. Dissertation, Technische Universität, München, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, **2008**
- [13] DIN ISO 10844:2016-09, Akustik - Anforderungen an Prüfstrecken zur Messung der Geräuschemission von Straßenfahrzeugen und ihren Reifen (ISO 10844:2014)
- [14] DIN ISO 362-1:2017-10, Messverfahren für das von beschleunigten Straßenfahrzeugen abgestrahlte Geräusch - Verfahren der Genauigkeitsklasse 2 - Teil 1: Fahrzeuge der Klassen M und N (ISO 362-1:2015)
- [15] DIN ISO 362-2:2010-05, Messverfahren für das von beschleunigten Straßenfahrzeugen abgestrahlte Geräusch - Verfahren der Genauigkeitsklasse 2 – Teil 2: Fahrzeuge der Klasse L (ISO_362-2:2009)
- [16] DIN ISO 362-3:2018-03, Messverfahren für das von beschleunigten Straßenfahrzeugen abgestrahlte Geräusch - Verfahren der Genauigkeitsklasse 2 – Teil 3: Indoor-Prüfung der Klassen M und N (ISO_362-3:2016)
- [17] Wagner, A.; Schönecker, M.; Spelsberg-Korspeter, G.; Hagedorn, P. On Criteria for the Robust Design of Squeal Free Brakes. *No. 2012-01-1816 DAE Technical Paper, SAE International*, **2012**
- [18] Möser, M. *Modalanalyse*. Springer: Berlin, Heidelberg, **2020**
- [19] Wysocki, T. v.; Chahkar, J.; Gauterin, F. Small Changes in Vehicle Suspension Layouts Could Reduce Interior Road Noise. *Vehicles* 2 (1), **2020**, S. 18–34
- [20] Dong, Y.; Zwahlen, P.; Nguyen, A. M.; Frosio, R.; Rudolf, F. Ultra-high precision MEMS accelerometer. *16th International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, IEEE* **2011**, S. 695–698
- [21] Dai, Y.; Yin, G.; Liu, B.; Xu, G.; Karanja, J. M. Medium-high frequency FBG accelerometer with integrative matrix structure. *Applied optics* 54 (11), **2015** S. 3115–3121.
- [22] Mahjoubfar, A.; Goda, K.; Ayazi, A.; Fard, A.; Kim, S. H.; Jalali, B. High-speed nanometer-resolved imaging vibrometer and velocimeter. *Appl. Phys. Lett.* 98 (10), **2011**, S. 101107.

-
- [23] Allen, M. S.; Sracic, M. W. A new method for processing impact excited continuous-scan laser Doppler vibrometer measurements. *Mechanical Systems and Signal Processing* 24 (3), **2010**, S. 721–735.
- [24] Jadhav, S. M. Powertrain NVH Analysis Including Clutch and Gear Dynamics. No. 2014-01-1680 *SAE Technical Paper, SAE International*. **2014**
- [25] Kalantzis, N.; Fletcher, T.; Ahmedov, A.; Yuan, R.; Pezouvanis, A.; Ebrahimi, K. Co-Simulation Methods for Holistic Vehicle Design: A Comparison. No. 2020-01-1017 *SAE Technical Paper, SAE International*, **2020**
- [26] Klein, S.; Savelsberg, R.; Xia, F.; Guse, D.; Andert, J.; Blochwitz, T. Engine in the Loop: Closed Loop Test Bench Control with Real-Time Simulation. *SAE Int. J. Commer. Veh.* 10 (1), **2017**, S. 95–105.
- [27] Zafeiropoulos, N.; Zollner, J.; Kandade Rajan, V. Aktive Dämpfung des Rollgeräuschs zur Verbesserung der Klangqualität im Fahrzeug. *ATZ Automobiltech. Z* 120 (3), **2018**, S. 38–43.
- [28] Höfler, D.; Maxl, S. NVH-Prüfstand für hochdrehende E-Motoren. *MTZ Motortech. Z* 82 (1), **2021**, S. 48–53.
- [29] Almandoz, G.; Poza, J.; Rodriguez, M. Á.; González, A. Modeling of Cross-Magnetization Effect in Interior Permanent Magnet Machines. *18th International Conference on Electrical Machines, IEEE*, **2008**
- [30] Pillay, P.; Krishnan, R. Modeling of permanent magnet motor drives. *IEEE Trans. Industrial Electronics*. 35 (4), **1988**, S. 537–541.
- [31] Schröder, D. *Elektrische Antriebe - Grundlagen. Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben*. 5. erw. Aufl., Springer: Berlin, Heidelberg, **2013**
- [32] Veltman, A.; Pülle, D. W. J.; Doncker, R. W. d. *Fundamentals of Electrical Drives*. 2nd ed., Springer International Publishing (Power Systems), **2016**
- [33] Murakami, H.; Honda, Y.; Kiriya, H.; Morimoto, S.; Takeda, Y. The performance comparison of SPMSM, IPMSM and SynRM in use as air-conditioning compressor. *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting (Cat. No 99CH36370)*, Vol. 2, *IEEE*, **1999**, S. 840–845.

- [34] Farshadnia, M. *Advanced theory of fractional-slot concentrated-wound permanent magnet synchronous machines*. Springer (Springer theses): Singapore, **2018**
- [35] Park, R. H. Two Reaction Theory of Synchronous Machines. Generalized Method of Analysis - Part 1. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* 48 (3), **1929**, S. 716–727,
- [36] Park, R. H. Two Reaction Theory of Synchronous Machines. Part 2. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* 52 (1), **1933**, S. 352–354,
- [37] Schröder, D. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. 4. Auflage, Springer Vieweg: Berlin, Heidelberg, **2015**
- [38] Kovács, K. P.; Rácz, I. *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*. 2 Bände. Akadémiai Kiadó, Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften: Budapest, **1959**
- [39] Fischer, R. *Elektrische Maschinen*. Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG.: München, **2017**
- [40] Takahashi, I.; Noguchi, T. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* IA-22 (5), **1986**, S. 820–827.
- [41] Inoue, Y.; Morimoto, S.; Sanada, M. Control Method Suitable for Direct-Torque-Control-Based Motor Drive System Satisfying Voltage and Current Limitations. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* 48 (3), **2012**, S. 970–976.
- [42] Cortes, P.; Kazmierkowski, M. P.; Kennel, R. M.; Quevedo, D. E.; Rodriguez, J. Predictive Control in Power Electronics and Drives. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 55 (12), **2008**, S. 4312–4324.
- [43] Kouro, S.; Cortes, P.; Vargas, R.; Ammann, U.; Rodriguez, J. Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 56 (6), **2009** S. 1826–1838.
- [44] Wang, T. S.; Zhu, J. G.; Guo, Y. G.; Lei, G. Simulation and Experimental Studies of Permanent Magnet Synchronous Motor Control Methods. *Proceedings of 2011 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices, Sydney, Australien*, 14. – 16. Dezember, *IEEE*, **2011**
- [45] Genuit, K.; Fiebig, A. Sound design of electric vehicles - Challenges and risks. *Proceedings of Inter.Noise 2014, Melbourne, Australien*, 16. – 19. November **2014**

-
- [46] Swart, D. The psychoacoustics of electric vehicle signature sound. Dissertation. Universität, Stellenbosch, Faculty of Engineering, **2018**
- [47] Fischer, J. O. *Kostenbewusstes Konstruieren. Praxisbewährte Methoden und Informationssysteme für den Konstruktionsprozess*. Springer: Berlin, Heidelberg, **2008**
- [48] Petkovska, L.; Cvetkovski, G.; Lefley, P. Analysis of the stator topology impact on cogging torque for surface permanent magnet motor. *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering* 34 (2), **2015**, S. 456–474.
- [49] Le Besnerais, J.; Lanfranchi, V.; Hecquet, M.; Romary, R.; Brochet, P. Optimal Slot Opening Width for Magnetic Noise Reduction in Induction Motors. *IEEE Trans. Energy Convers.* 24 (4), *IEEE*, **2009**, S. 869–874.
- [50] Lin, F.; Zuo, S.; Wu, X. Electromagnetic vibration and noise analysis of permanent magnet synchronous motor with different slot-pole combinations. *IET Electric Power Applications* 10 (9), **2016**, S. 900–908.
- [51] Dhulipati, H.; Mukundan, S.; Iyer, K. L. V.; Kar, N. C.: Skewing of stator windings for reduction of spatial harmonics in concentrated wound PMSM, *IEEE 30th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, *IEEE*, **2017**
- [52] Nakano, M.; Morita, Y.; Matsunaga, T. Reduction of Cogging Torque Due to Production Tolerances of Rotor by Using Dummy Slots Placed Partially in Axial Direction. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* 51 (6), **2015**, S. 4372–4382.
- [53] Zheng, P.; Zhao, J.; Han, J.; Wang, J.; Yao, Z.; Liu, R. Optimization of the Magnetic Pole Shape of a Permanent-Magnet Synchronous Motor. *IEEE Trans. Magn.* 43 (6), *IEEE*, **2007**, S. 2531–2533.
- [54] Kim, K.-C.; Lim, S.-B.; Koo, D.-H.; Lee, J. The Shape Design of Permanent Magnet for Permanent Magnet Synchronous Motor Considering Partial Demagnetization. *IEEE Trans. Magn.* 42 (10), *IEEE*, **2006** S. 3485–3487.
- [55] Chu, W. Q.; Zhu, Z. Q. Reduction of On-Load Torque Ripples in Permanent Magnet Synchronous Machines by Improved Skewing. *IEEE Trans. Magn.* 49 (7), *IEEE*, **2013**, S. 3822–3825.

- [56] Hwang, M.-H.; Lee, H.-S.; Cha, H.-R. Analysis of Torque Ripple and Cogging Torque Reduction in Electric Vehicle Traction Platform Applying Rotor Notched Design. *Energies* 11 (11), **2018**, S. 3053.
- [57] Iepure, L. I.; Tutulea, L.; Boldea, I. FEM analysis and control of a tapered airgap single phase PMSM, Proceedings of 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, Brasov, Rumänien, 22. – 24. Mai, *IEEE*, **2008** S. 241–248.
- [58] Zhang, Y.; Zhu, J.; Xu, W.; Guo, Y. A Simple Method to Reduce Torque Ripple in Direct Torque-Controlled Permanent-Magnet Synchronous Motor by Using Vectors With Variable Amplitude and Angle. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 58 (7), *IEEE*, **2011**, S. 2848–2859.
- [59] Sivaprakasam, A.; Manigandan, T. A simple method to reduce torque ripple and mechanical vibration in direct torque controlled permanent magnet synchronous motor. *Journal of Vibroengineering* 15 (2), **2013**, S. 658–674.
- [60] Xia, C.; Zhao, J.; Yan, Y.; Shi, T. A Novel Direct Torque Control of Matrix Converter-Fed PMSM Drives Using Duty Cycle Control for Torque Ripple Reduction. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 61 (6), *IEEE*, **2014**, S. 2700–2713.
- [61] Zhang, Y.; Zhu, J.; Xu, W. (2010): Predictive torque control of permanent magnet synchronous motor drive with reduced switching frequency. Proceedings of International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Incheon, Südkorea, 10. – 13. Oktober, *IEEE*, **2010**
- [62] Siami, M.; Khaburi, D. A.; Rodriguez, J. Torque Ripple Reduction of Predictive Torque Control for PMSM Drives With Parameter Mismatch. *IEEE Trans. Power Electron.* 32 (9), *IEEE*, **2017**, S. 7160–7168.
- [63] Mattavelli, P.; Tubiana, L.; Zigliotto, M. Torque-Ripple Reduction in PM Synchronous Motor Drives Using Repetitive Current Control. *IEEE Trans. Power Electron.* 20 (6), *IEEE*, **2005**, S. 1423–1431.
- [64] Feng, G.; Lai, C.; Kar, N. C. An Analytical Solution to Optimal Stator Current Design for PMSM Torque Ripple Minimization With Minimal Machine Losses. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 64 (10), *IEEE*, **2017**, S. 7655–7665.

-
- [65] Vollat, M.; Hartmann, D.; Gauterin, F. An Analytical Method for Generating Determined Torque Ripple in Synchronous Machines with Surface Magnets by Harmonic Current Injection. *Machines* 8 (2), **2020**, S. 32.
- [66] Vollat, M.; Li, J.; Gauterin, F. An Analytical Method for Generating Determined Torque Ripple in Synchronous Machine with Interior Magnets by Harmonic Current Injection. *Machines* 8 (4), **2020**, S. 62.
- [67] Chen, Z.; Li, Z.; Ma, H. A harmonic current injection method for electromagnetic torque ripple suppression in permanent-magnet synchronous machines. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics* 53 (2), **2017**, S. 327–336.
- [68] Ametani, A. Generalised method of harmonic reduction in a.c.-d.c. convertors by harmonic current injection. *Proc. Inst. Electr. Eng. UK* 119 (7), *IET Digital Library* **1972**, S. 857.
- [69] Le-Huy, H.; Perret, R.; Feuillet, R. Minimization of Torque Ripple in Brushless DC Motor Drives. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* IA-22 (4), *IEEE*, **1986**, S. 748–755.
- [70] Lyra, R.O.C.; Lipo, T. A. Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* 38 (5), *IEEE*, **2002**, S. 1351–1360.
- [71] Favre, E.; Cardoletti, L.; Jufer, M. Permanent-magnet synchronous motors: a comprehensive approach to cogging torque suppression. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* 29 (6), *IEEE*, **1993**, S. 1141–1149.
- [72] Feng, G.; Lai, C.; Kar, N. C. Practical Testing Solutions to Optimal Stator Harmonic Current Design for PMSM Torque Ripple Minimization Using Speed Harmonics. *IEEE Trans. Power Electron.* 33 (6), *IEEE*, **2018**, S. 5181–5191.
- [73] Lee, G.-H.; Kim, S.-I.; Hong, J.-P.; Bahn, J.-H. Torque Ripple Reduction of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Using Harmonic Injected Current. *IEEE Trans. Magn.* 44 (6), *IEEE*, **2008**, S. 1582–1585.
- [74] Hung, J. Y.; Ding, Z. Design of currents to reduce torque ripple in brushless permanent magnet motors. *IEE Proc. B Electr. Power Appl. UK* 140 (4), *IET Digital Library*, **1993**, S. 260.
- [75] Bauer, D. Verlustanalyse bei elektrischen Maschinen für Elektro- und Hybridfahrzeuge zur Weiterverarbeitung in thermischen

- Netzwerkmodellen. Dissertation (Wissenschaftliche Reihe Fahrzeugtechnik Universität Stuttgart) **2018**
- [76] Müller, G.; Vogt, K.; Ponick, B. *Berechnung elektrischer Maschinen - Grundlagen elektrischer Maschinen*. 6., völlig neu bearb. Aufl., Nachdr. - 10., wesentlich überarbeitete und erweiterte Auflage. Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA: Weinheim, **2014**
- [77] Najmabadi, A.; Xu, W.; Degner, M. (Hg.) A Sensitivity Analysis on the Fifth and the Seventh Harmonic Current Injection for Sixth Order Torque Ripple Reduction. *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. Miami, FL, USA, 21. -24. Mai, *IEEE*, **2017**
- [78] Bertotti, G General properties of power losses in soft ferromagnetic materials. *IEEE Trans. Magn.* 24 (1), *IEEE*, **1988**, S. 621–630.
- [79] Vollat, M.; Krahe, D.; Gauterin, F. A Novel Method for Harmonic Current Injection with Sensor Supported Adaptation on Permanent Magnet Synchronous Machines. *Machines* 9 (8), **2021** S. 139.
- [80] Baghli, L.; Pautex, J. F.; Mezani, S. Wireless instantaneous torque measurement, application to induction motors. *International Conference on Electrical Machines – ICEM, IEEE*, **2010**, S. 1–6.
- [81] Zhu, Z. Q. A simple method for measuring cogging torque in permanent magnet machines. *2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting, IEEE*, **2009** S. 1–4.
- [82] Beccue, P.; Neely, J.; Pekarek, S.; Stutts, D. Utilization of a piezoelectric polymer to sense harmonics of electromagnetic torque. *IEEE Power Electron. Lett.* 1 (3), *IEEE*, **2003** S. 69–73.
- [83] Clarke, E. *Circuit Analysis of AC Power Systems*. Vol. I. J. Wiley & sons.: New York, **1943**

Anhang

Clarke- und Park-Transformation

Im Grunde genommen handelt es sich bei der Clarke- und Park-Transformation um eine doppelte Koordinatentransformation. Zum einen wird eine Reduktion der Basisvektoren des Koordinatensystems durchgeführt. Aus einem System mit drei Basisvektoren (Phase a, b und c) wird ein System mit zwei Basisvektoren (d- und q-Richtung). Diese Transformation wird auch als Clarke-Transformation bezeichnet [83]. Zum anderen wird mit der 1929 von R. H. Park beschriebenen Transformation [35] aus dem statischen System ein rotierendes System, welches mit derselben Drehzahl rotiert, wie der Rotor der betreffenden elektrischen Maschine.

Obwohl bei der Transformation die Zahl der Basisvektoren reduziert wird, geht aufgrund der festen räumlichen Anordnung der drei Phasen einer elektrischen Maschine keine Information verloren. Daher kann jede Maschinengröße, die durch eine Clarke- und Park-Transformation in das neue System überführt wurde, durch eine inverse Clarke- und Park-Transformation in ihren Ursprungswert zurückgerechnet werden.

Prinzipiell gibt es unendlich viele Möglichkeiten, wie diese Transformation durchgeführt werden kann, da je nach Anfangsverdrehung des d-q-Systems gegenüber dem statischen System a, b und c eine Variable enthalten ist. Es ist jedoch zweckmäßig und hat sich allgemein etabliert, die Anfangsverdrehung des Systems so zu wählen, dass entweder die d- oder die q-Achse zum Zeitpunkt $t = 0$ mit der Achse von Phase a übereinstimmt. Für die Berechnungen macht es keinen Unterschied, welche Verdrehung zu Beginn angenommen wird, da auch hier die Systeme ohne Informationsverlust ineinander umgerechnet werden können. In der vorliegenden Arbeit wird die d-Achse zum Startpunkt an der Phase a ausgerichtet. Mathematisch ergibt sich daraus

folgende Vorschrift für die Clarke- und Park-Transformation, sowie ihre Inverse:

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\vartheta) & \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\vartheta) & -\sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

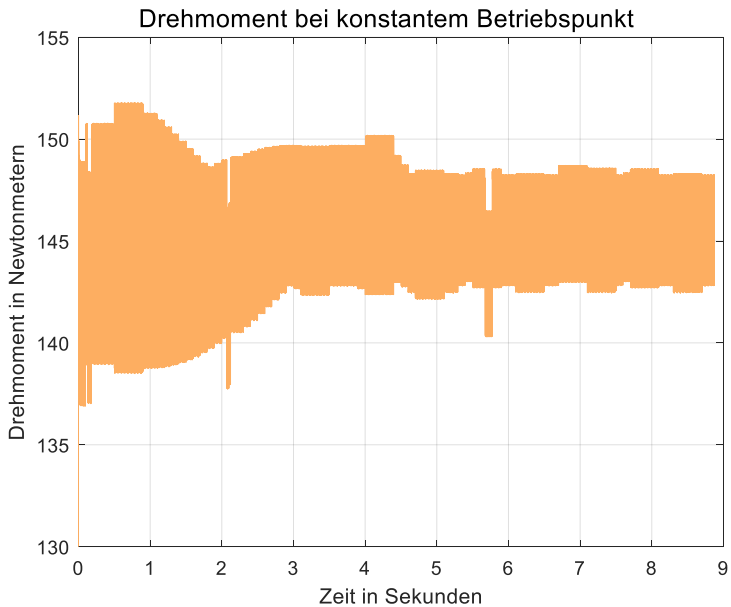
$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) \\ \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Die Gleichungen sind hier beispielsweise für die Ströme angegeben, sind allerdings ebenso für Phasenspannungen oder magnetische Flüsse gültig. Darüber hinaus ist hier der Winkel ϑ angegeben. Dieser soll als Platzhalter gelten. Setzt man hier den Verdrehwinkel des Rotors θ ein, entspricht die Transformation der genutzten Clarke- und Park-Transformation mit Ausrichtung der d-Achse zur Richtung der Phase a, wird hingegen $\theta + \frac{\pi}{2}$ verwendet, entspricht sie der Ausrichtung der q-Achse zur Richtung der Phase a.

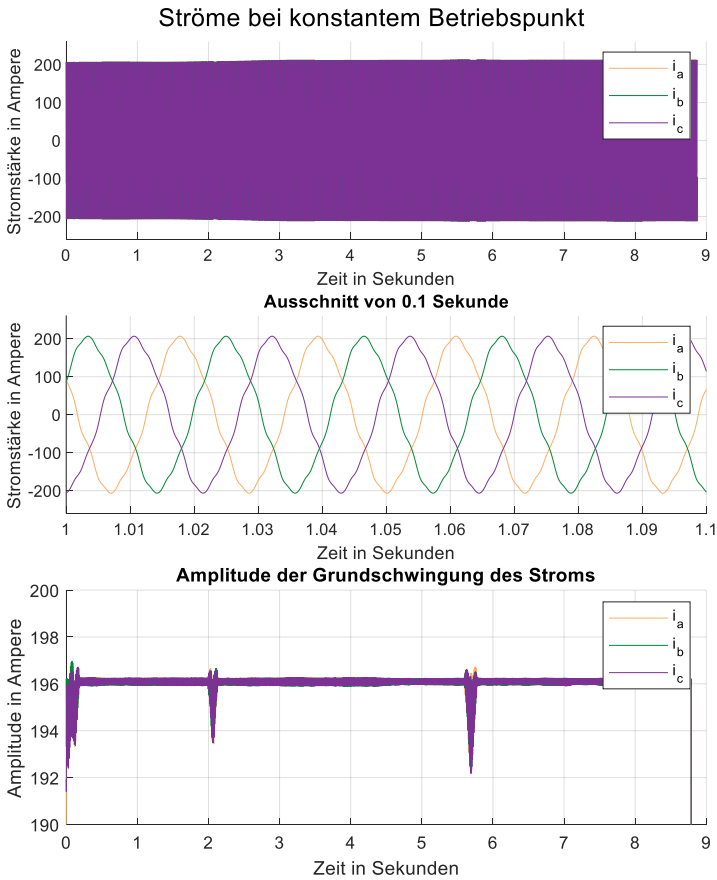
Weitere Simulationsergebnisse

Weitere Diagramme zu den Simulationen aus Abschnitt 6.2.

Drehmoment und Strangströme zur Simulation 1 (ergänzende Diagramme zu Abbildung 6.2):

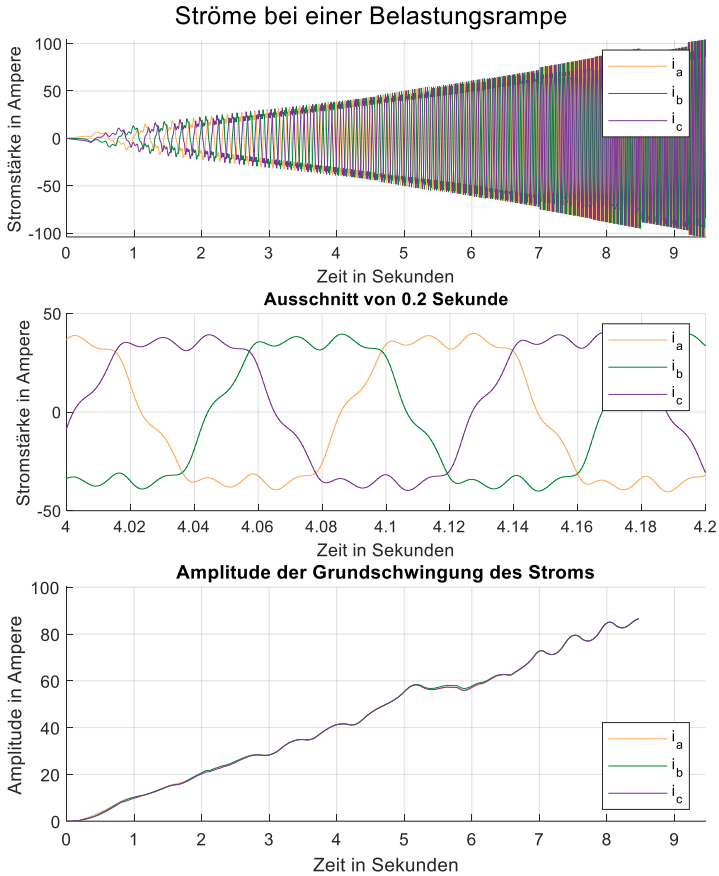


Anhang Abbildung 1: Ergebnisse der Co-Simulation für Simulation 1: Verlauf des Drehmoments.



Anhang Abbildung 2: Ergebnisse der Co-Simulation für Simulation 1: Verlauf der Strangströme. Oben: Gesamter Verlauf während der Simulation. Mitte: Ausschnitt von einer zehntel Sekunde. Unten: Verlauf der Amplitude der Grundschwingung des Stroms.

Strangströme zur Simulation 2 (ergänzendes Diagramm zur Abbildung 6.4):

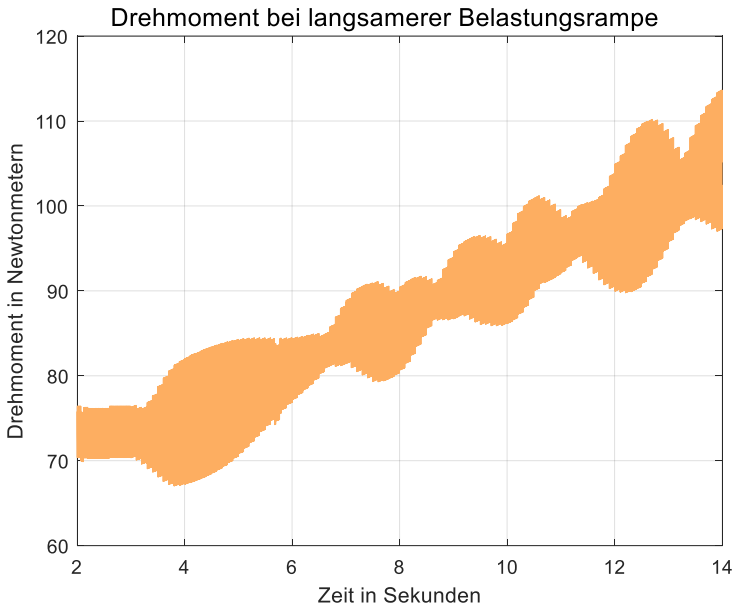


Anhang Abbildung 3: Ergebnis aus Simulation 2: Verlauf der Strangströme. Oben: Gesamter Verlauf während der Simulation. Mitte: Ausschnitt von zwei zehntel Sekunden. Unten: Verlauf der Amplitude der Grundschwingung des Stroms.

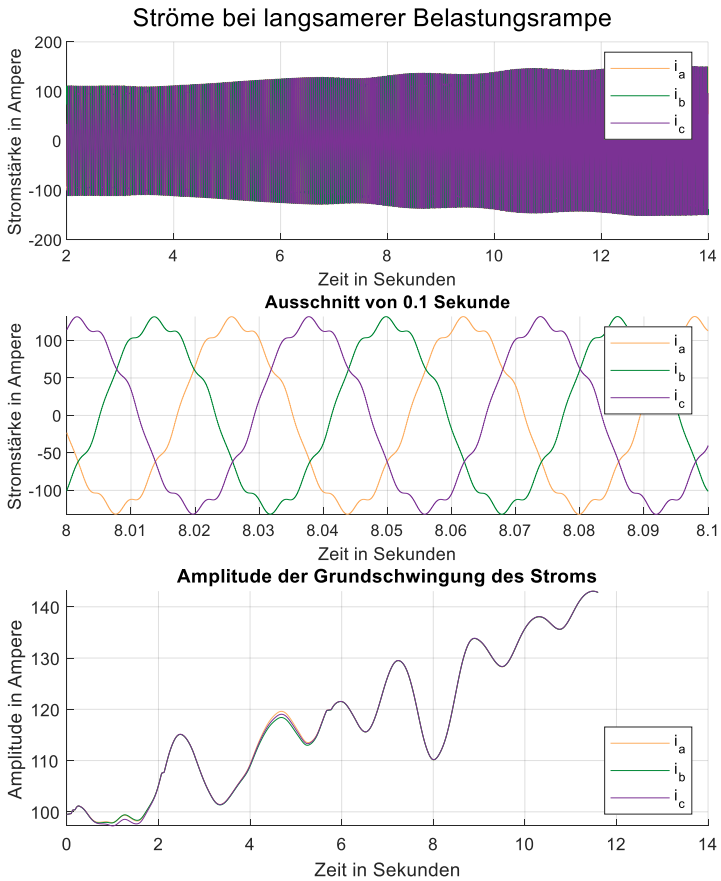
Das Drehmoment konnte während der Simulation zwar simuliert werden, beim Speichern der Daten kam es allerdings zu einem Systemabsturz, weshalb

die unverarbeiteten Drehmomentdaten leider verloren gegangen sind und nicht mehr rekonstruiert werden können.

Drehmoment und Strangströme zur Simulation 3 (ergänzende Diagramme zu Abbildung 6.5):



Anhang Abbildung 4: Ergebnisse der Co-Simulation zur Simulation 3: Verlauf des Drehmoments.



Anhang Abbildung 5: Ergebnis aus der Simulation 3: Verlauf der Strangströme. Oben: Gesamter Verlauf während der Simulation. Mitte: Ausschnitt von einer zehntel Sekunde. Unten: Verlauf der Amplitude der Grundschwingung des Stroms.