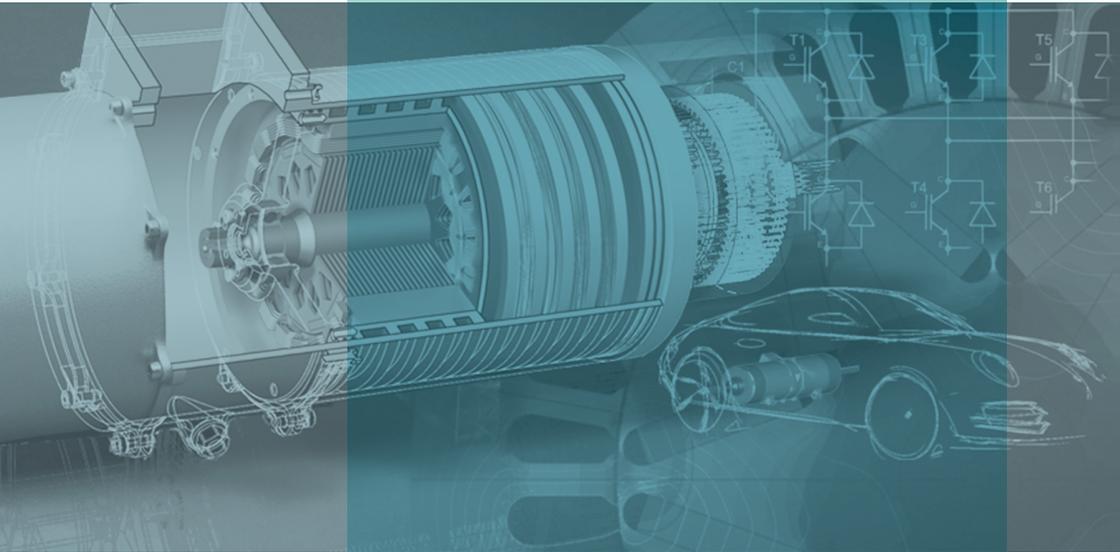


Tobias Gemaßmer

---

Effiziente und dynamische  
Drehmomenteinprägung  
in hoch ausgenutzten  
Synchronmaschinen mit  
eingebetteten Magneten

---





Tobias Gemaßmer

Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung  
in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen  
mit eingebetteten Magneten



# Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten

von  
Tobias Gemaßmer

Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT)  
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2015

Tag der mündlichen Prüfung: 12. Februar 2015

Referenten: Prof. Dr.-Ing. Michael Braun

Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker (Universität Paderborn)

## Impressum



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

KIT Scientific Publishing is a registered trademark of Karlsruhe  
Institute of Technology. Reprint using the book cover is not allowed.

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



*This document – excluding the cover – is licensed under the  
Creative Commons Attribution-Share Alike 3.0 DE License  
(CC BY-SA 3.0 DE): <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/de/>*



*The cover page is licensed under the Creative Commons  
Attribution-No Derivatives 3.0 DE License (CC BY-ND 3.0 DE):  
<http://creativecommons.org/licenses/by-nd/3.0/de/>*

Print on Demand 2015

ISBN 978-3-7315-0366-8

DOI 10.5445/KSP/1000046666





# **Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten**

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

## **DOKTOR-INGENIEURS**

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

## **DISSERTATION**

von  
Dipl.-Ing. Tobias Gemaßmer  
geb. in: Siegburg

Tag der mündlichen Prüfung: 12. Februar 2015  
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Michael Braun  
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker  
(Universität Paderborn)



Die Wissenschaft, sie ist und bleibt,  
was einer ab vom andern schreibt -  
doch trotzdem ist, ganz unbestritten,  
sie immer weiter fortgeschritten.

*Eugen Roth*



# Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Allen, die diese Arbeit ermöglicht haben, möchte ich an dieser Stelle meinen ganz herzlichen Dank aussprechen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Braun danke ich für das entgegengebrachte Vertrauen und die Möglichkeit, dieses interessante Themengebiet mit großer Freiheit am ETI bearbeiten zu dürfen. Die Anregungen und konstruktive Kritik in fachlichen Diskussionen sowie die persönliche Unterstützung haben maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Ebenfalls bedanken möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker für das Interesse an der Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Ein herzlicher Dank gebührt Herrn Prof. Dr.-Ing. Helmut Späth, auf dessen fachliche wie abwicklungstechnische Unterstützung ich insbesondere zu Beginn meines Industrieprojekts jederzeit zählen konnte.

Das angesprochene Industrieprojekt legte den Grundstein für die anschließenden Forschungsarbeiten, weshalb ich mich bei der Daimler AG und insbesondere bei meinem dortigen Ansprechpartner, Herrn Dr.-Ing. Ulrich Ammann, für die konstruktive Zusammenarbeit bedanke.

Des Weiteren bedanke ich mich bei allen wissenschaftlichen Mitarbeitern, mit denen ich im Laufe der Jahre gemeinsam am ETI arbeiten durfte. Die fachliche und menschliche Zusammenarbeit bereitete mir große Freude. Hervorzuheben sind an dieser Stelle meine Zimmerkollegen Jan Richter und Mathias Schnarrenberger, die durch unzählige fachliche Diskussionen und Anregungen einige Aspekte dieser Dissertation erst ermöglicht haben. Des Weiteren sind meine Zimmerkollegen Philip Grabherr und Andreas Liske sowie Alexander Schmitt zu nennen, zu denen neben dem beruflichen auch ein enges freundschaftliches Verhältnis entstanden ist.

Den Studierenden, die im Rahmen ihrer studentischen Arbeiten Teile zum Fortschritt meiner Arbeit beigetragen haben, möchte ich ebenfalls meinen Dank aussprechen.

Ein großer Dank geht auch an die Werkstatt des ETIs für die Realisierung des Prüfstandsaufbaus und jegliche darüber hinausgehende Unterstützung. Die Zusammenarbeit mit den verschiedenen Werkstattleitern Herrn Berger, Herrn Schnürer und Herrn Maier und ihren Mitarbeitern war stets äußerst konstruktiv.

Für die großartige Unterstützung insbesondere während des Studiums und der Promotion bedanke ich mich ganz herzlich bei meinen Eltern. Für das gründliche Korrekturlesen dieser Arbeit geht dabei ein ganz besonderer Dank an meine Mutter.

Ebenso bedanken möchte ich mich bei meinen Schwiegereltern und meinem Bruder Christoph, auf deren Hilfe ich bis zuletzt, dem Tag meiner mündlichen Prüfung, stets bauen konnte.

Allen weiteren Freunden, Bekannten und Verwandten, die mich auf meinem Weg begleitet haben, gilt ebenfalls ein herzlicher Dank.

Schließlich möchte ich meiner Frau Sabrina ein ganz besonderes Dankeschön ausdrücken. Sie musste gemeinsam mit unseren Kindern Danilo und Silvie sicherlich insbesondere während der Endphase meiner Promotion auf so manches verzichten und stand mir dennoch mit sehr viel Geduld und Rücksichtnahme stets zur Seite.

Tobias Gemaßmer

Karlsruhe, im März 2015

# Inhaltsverzeichnis

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| <b>1</b> | <b>Einleitung</b>  | <b>1</b>  |
| 1.1      | Forschungsimpulse durch Elektromobilität                           | 1         |
| 1.2      | Die permanentmagneterregte Synchronmaschine<br>als Fahrzeugantrieb | 3         |
| 1.3      | Stand der Technik  | 4         |
| 1.4      | Zielstellung und Gliederung der Arbeit                             | 10        |
| <b>2</b> | <b>Modellbildung der permanentmagneterregten Synchronmaschine</b>  | <b>13</b> |
| 2.1      | Systemgleichungen  | 13        |
| 2.2      | Betriebsbereiche   | 21        |
| 2.2.1    | Drehmomenterzeugung mit minimalem Statorstrom                      | 22        |
| 2.2.2    | Drehmomenterzeugung an der Spannungsgrenze                         | 22        |
| 2.2.3    | Drehmomenterzeugung mit minimaler Statorspannung                   | 24        |
| 2.2.4    | Arbeitsbereich   | 25        |
| 2.3      | Berücksichtigung der Sättigung für die Stromsollwerte              | 27        |
| <b>3</b> | <b>Prüfstands Aufbau und Messanordnung</b>                         | <b>29</b> |
| 3.1      | Maschinensatz  | 29        |
| 3.2      | Leistungselektronik  | 31        |
| 3.3      | Signalverarbeitung   | 33        |
| 3.3.1    | Sensorik   | 36        |
| 3.4      | Leistungsmessung   | 38        |
| 3.5      | Pulswechselrichter und Modulation                                  | 39        |
| 3.5.1    | Modulationsverfahren mit Referenzkurven                            | 39        |
| 3.5.2    | Nichtlinearitäten des Pulswechselrichters                          | 49        |

|          |  |            |
|----------|--|------------|
| <b>4</b> | <b>Parameteridentifikation</b>                                 | <b>55</b>  |
| 4.1      | Messverfahren und Stützpunktverteilung                         | 56         |
| 4.2      | Messablauf   | 59         |
| 4.3      | Auswertung   | 60         |
| <b>5</b> | <b>Stromsollwertvorgabe zur Drehmomentsteuerung</b>            | <b>65</b>  |
| 5.1      | Erstellung der Tabellen mit den Stromsollwerten                | 66         |
| 5.1.1    | Stromsollwertvorgabe für variable Zwischenkreisspannung        | 71         |
| 5.2      | Betrieb an der Spannungsgrenze                                 | 73         |
| 5.3      | Simulationsergebnisse  | 76         |
| 5.3.1    | Drehmomentsteuerung im Grunddrehzahlbereich                    | 77         |
| 5.3.2    | Drehmomentsteuerung im Feldschwächbereich                      | 79         |
| 5.4      | Messergebnisse   | 85         |
| 5.4.1    | Drehmomentsteuerung im Grunddrehzahlbereich                    | 85         |
| 5.4.2    | Drehmomentsteuerung bei höheren Drehzahlen                     | 85         |
| <b>6</b> | <b>Stromregelung</b>   | <b>93</b>  |
| 6.1      | Rotororientierte Stromregelung mit PI-Reglern                  | 94         |
| 6.2      | Umsetzung im digitalen Regelungssystem                         | 97         |
| 6.3      | Stromregler mit Deadbeat-Verhalten                             | 100        |
| 6.4      | Stromreglerauslegung für Maschinen mit Sättigungseigenschaften | 102        |
| 6.4.1    | Parameternachführung der Stromregler                           | 102        |
| 6.5      | Entkopplung  | 107        |
| 6.6      | Spannungsbegrenzung und dynamische Übermodulation              | 109        |
| 6.6.1    | Lineare Spannungsbegrenzung                                    | 112        |
| 6.6.2    | Begrenzung des dynamischen Anteils                             | 115        |
| 6.6.3    | Vorzugsbegrenzung  | 118        |
| 6.7      | Führungsgrößenkorrektur  | 120        |
| 6.8      | Simulationsergebnisse  | 124        |
| 6.8.1    | Reglerstruktur   | 125        |
| 6.8.2    | Dynamische Übermodulation                                      | 130        |
| 6.9      | Messergebnisse   | 136        |
| 6.9.1    | Reglerstruktur   | 136        |
| 6.9.2    | Begrenzungsvarianten   | 139        |
| <b>7</b> | <b>Untersuchungen zum Verhalten des Gesamtsystems</b>          | <b>143</b> |
| 7.1      | Dynamisches Verhalten bei Betrieb an der Spannungsgrenze       | 144        |
| 7.1.1    | Verhalten bei Drehmomentanforderungen                          | 144        |
| 7.1.2    | Verhalten bei Einbrechen der Zwischenkreisspannung             | 150        |

|          |   |            |
|----------|---|------------|
| 7.2      | Wirkungsgrad des Antriebssystems . . . . .  | 154        |
| 7.2.1    | Verlustmechanismen im Stromrichter . . . . .                                      | 155        |
| 7.2.2    | Verluste in der Synchronmaschine . . . . .  | 164        |
| 7.2.3    | Wirkungsgradmessungen . . . . .   | 176        |
| 7.3      | Grenzkennlinie und Vollaussteuerung . . . . .                                     | 183        |
| 7.3.1    | Erhöhung der Maximalspannung durch Übermodulation . . . . .                       | 183        |
| 7.3.2    | Vollaussteuerung mit hochdynamischer<br>unterlagerter Stromregelung . . . . .     | 186        |
| 7.3.3    | Simulations- und Messergebnisse . . . . .   | 189        |
| <b>8</b> | <b>Zusammenfassung . . . . .</b>  | <b>195</b> |
| <b>A</b> | <b>Anhang . . . . .</b>   | <b>199</b> |
| A.1      | Beweis zum Induktivitätsmittelwert . . . . .                                      | 200        |
| A.2      | Nichtlineare Verstärkung bei der Begrenzung aufs Sechseck . . . . .               | 201        |
| A.3      | Stromverzerrungseffektivwerte bei verschiedenen<br>Modulationsverfahren . . . . . | 204        |
| A.4      | Abkürzungsverzeichnis . . . . .   | 207        |
| A.5      | Formelzeichenverzeichnis . . . . .  | 208        |
| A.6      | Abbildungsverzeichnis . . . . .   | 211        |
| A.7      | Tabellenverzeichnis . . . . .   | 217        |
| A.8      | Literatur . . . . .   | 218        |



# 1

## Einleitung

### 1.1 Forschungsimpulse durch Elektromobilität

Das Forschungsgebiet rund um elektrische Antriebe, deren Regelung und die Ansteuerung durch Leistungselektronik hat in den letzten Jahren ein deutlich gesteigertes Interesse erfahren. Die Gründe hierfür sind insbesondere der Elektromobilität geschuldet, die für neue Anforderungen hinsichtlich der verwendeten Antriebssysteme sorgt.

Die Zuwendung der Automobilindustrie vom klassischen Verbrennungsmotor hin zu alternativen Antriebstechnologien wird durch verschiedene Entwicklungen getrieben. So lenkt der globale Klimawandel, für den der CO<sub>2</sub>-Ausstoß mit verantwortlich gemacht wird, den Blickpunkt der Öffentlichkeit auf den Kraftstoffverbrauch [1]. Hinzu kommt die Begrenztheit fossiler Energieträger, insbesondere des Erdöls [2], dessen Verbrennung die Grundlage des heutigen Individualverkehrs bildet [3].

Als Folge rückt die Elektrifizierung des Fahrzeugantriebsstrangs in den Fokus von Forschung und Entwicklung. Dabei reicht die Spanne von verschiedenen Abstufungen von Hybridfahrzeugen, in denen eine Kombination aus Verbrennungskraftmaschine und elektrischen Antrieben vorhanden ist, bis hin zum reinen Elektrofahrzeug mit Energiespeicher mit elektrischem Anschluss, wobei hier üblicherweise Batterien oder Brennstoffzellen mit Wasserstoffspeicher zum Einsatz kommen [4].

In zahlreichen Kooperationsprojekten zwischen Hochschulen und Automobilherstellern sowie -zulieferern werden die Schlüsseltechnologien für elektrisch betriebene Fahrzeuge untersucht und erforscht. Die wichtigsten Themengebiete hinsichtlich der Elektrifizierung des Antriebsstrangs sind dabei [4]

- die Auslegung von elektrischen Maschinen speziell für Elektromobilität
- Halbleiterbauelemente, Schaltungskonzepte und Kühlung der Leistungselektronik
- Speichertechnologien für elektrische Energie
- die Steuerung und Regelung des Antriebsstrangs

Der erhebliche Forschungsbedarf ergibt sich aufgrund der besonderen Anforderungen an einen Antrieb im Fahrzeug im Vergleich zu stationären Anwendungen, in denen elektrische Maschinen in Verbindung mit Leistungselektronik bereits seit vielen Jahren in verschiedensten Leistungsklassen Verwendung finden. So werden aufgrund der begrenzten Kapazität des elektrischen Energiespeichers eine möglichst geringe Masse der elektrischen Maschine sowie eine hohe Effizienz während des Betriebs unumgänglich, was sowohl in der Konstruktion, als auch in der Steuerung der Maschinen beachtet werden muss.

Um die Baugröße der Motoren zu verringern, sind Motoren für den Einsatz in Elektrofahrzeugen meist für vergleichsweise hohe Maximaldrehzahlen im Bereich von  $8.000 \text{ min}^{-1}$  und höher ausgelegt [3]. Bei gleicher Leistung wird dann das zu erzeugende Drehmoment des Antriebs geringer, wodurch das Bauvolumen der Maschine gesenkt werden kann [4]. Getriebe mit einer entsprechenden, meist festen Untersetzung sorgen dafür, dass das benötigte Drehmoment an der Fahrzeugachse anliegt.

Neben der Auslegung in Richtung höherer Drehzahlen werden zudem die Materialien der Maschinen meist höher ausgenutzt. Dies betrifft sowohl höhere Stromdichten in den elektrischen Leitern, was eine optimierte Kühlung verlangt, als auch eine Erhöhung der Flussdichten im Fluss führenden Eisen. Als Folge zeigen die eingesetzten Maschinen bereits im Nennbetrieb ein deutlich nichtlineares Verhalten. Dieses ist in der Regelung der Maschinen zu berücksichtigen.

## 1.2 Die permanentmagneterregte Synchronmaschine als Fahrzeugantrieb

Grundsätzlich ist der Einsatz aller bekannten Arten elektrischer Maschinen im Elektrofahrzeug denkbar. Heute werden meist permanentmagneterregte Synchronmaschinen eingesetzt, da sie gegenüber den ebenfalls bereits verwendeten Asynchronmaschinen höhere Wirkungsgrade sowie eine bessere Leistungsdichte aufweisen [3]. Die geringere Baugröße ist insbesondere in den bauraumkritischen Hybridfahrzeugen von Bedeutung [4]. Die Verwendung weiterer Maschinentypen wie der geschalteten Reluktanzmaschine oder Transversalflussmaschinen ist derzeit Gegenstand der Forschung [1, 4].

Von den möglichen Bauformen permanentmagneterregter Synchronmaschinen, wie sie in Abb. 1.1 dargestellt sind, finden meist Varianten mit in den Rotor eingelassenen Magneten (Interior Permanent Magnet Synchronous Machines, IPMSM) Verwendung.

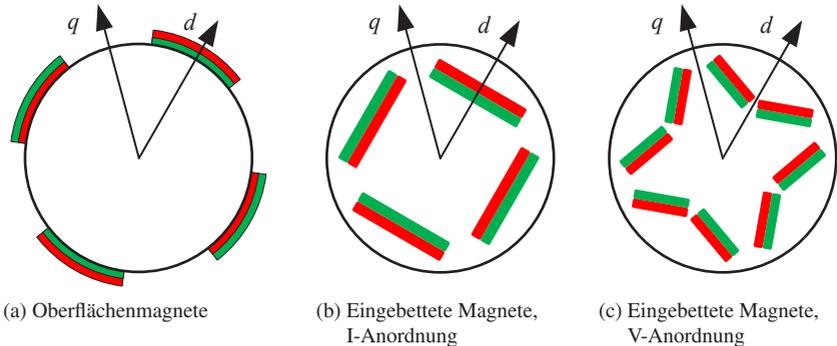


Abbildung 1.1: Verschiedene Rotorbauformen von permanentmagneterregten Synchronmaschinen

Diese weisen im Vergleich zur Bauform mit Oberflächenmagneten verschiedene Vorteile hinsichtlich der Anwendung als Traktionsantrieb auf: Aufgrund des höheren magnetischen Leitwerts in der Querachse ( $q$ -Achse) im Vergleich zur am Permanentmagneten orientierten Längsachse ( $d$ -Achse) lässt sich bei Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten neben dem synchronen Moment ein Reluktanzmoment nutzen, welches insbesondere im Feldschwächbereich zum Tragen kommt. Aufgrund des hohen Drehzahlbereichs von Automobilantrieben mit

üblichen Verhältnissen von 1:3 bis 1:4 von Nenneckdrehzahl zur Maximaldrehzahl [5] ist dies für den Fahrzeugantrieb von besonderem Vorteil.

Durch das zusätzliche Reluktanzmoment kann die Maschine zudem mit weniger Magnetmaterial ausgelegt werden, wodurch sich die Materialkosten reduzieren. Des Weiteren wird der durch die Permanentmagnete verursachte Fluss kleiner, wodurch neben den Schleppverlusten die Leerlaufspannung sowie das Kurzschlussdrehmoment verringert werden, was eine Erhöhung der Eigensicherheit bedeutet [6].

## 1.3 Stand der Technik

### Kaskadierte Regelstruktur mit rotororientierter Stromregelung

Für die Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen hat sich industriell am weitesten eine kaskadierte Regelstruktur verbreitet (Abb. 1.2). Die unterlagerte Stromregelung ist dabei meist als rotororientierte Steuerung realisiert, deren Auslegung auf den allgemein bekannten Modellgleichungen der Synchronmaschine in rotierenden Koordinaten basiert [7–9]. Je nach Anwendung können Regler für Drehmoment, Drehzahl oder Position überlagert sein, wobei das Drehmoment in den meisten Fällen nicht direkt gemessen und somit nicht im geschlossenen Regelkreis geregelt wird [10].

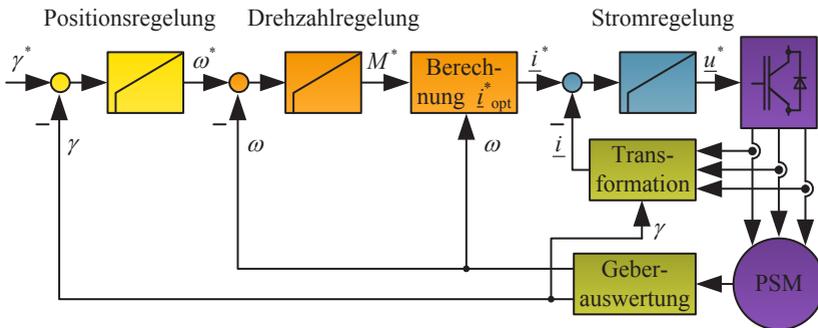


Abbildung 1.2: Kaskadierte Regelung eines Antriebs mit permanentmagneterregter Synchronmaschine

Bei der unterlagerten Stromregelung in rotororientierten Koordinaten werden die Maschinenströme in Form von Gleichgrößen geregelt, wodurch eine sta-

tionäre Genauigkeit vergleichsweise einfach erreicht werden kann [11]. Zudem bietet sie den Vorteil, dass die beiden Stromkomponenten hinsichtlich ihrer feldbildenden bzw. feldschwächenden Wirkung und des Drehmomentaufbaus explizit getrennt werden können [11, 12].

### Stromsollwertvorgabe für die Stromregelung von IPMSM

Für permanentmagneterregte Synchronmaschinen mit ausgeprägter Reluktanz ist die klare Zuordnung aufgrund des Reluktanzmoments allerdings nicht mehr gegeben [5]. Stattdessen muss aus den möglichen Kombinationen von Stromsollwerten  $i_d^*$  und  $i_q^*$  für ein gewünschtes Drehmoment diejenige gewählt werden, die den optimalen Betrieb sicherstellt. Als mögliches Kriterium kann dafür die Minimierung der Summe aller auftretenden Verluste zum Tragen kommen [10, 13–15]. Eine Vereinfachung stellt das Kriterium der Drehmomenterzeugung mit minimalem Statorstrom dar, bei der lediglich die Stromwärmeverluste minimiert werden [5, 6, 15–17]. Dies stellt im Allgemeinen eine gute Näherung dar, da die Unterschiede im Wirkungsgrad im Vergleich zur Gesamtverlustminimierung nur marginal sind [14]. Nennenswerte Unterschiede bestehen lediglich bei vergleichsweise hohen Drehzahlen und gleichzeitig sehr kleinen Drehmomenten [10].

Wird bei höheren Drehzahlen ein Drehmoment gefordert, können die Sollwerte für die Stromkomponenten nicht mehr frei nach den genannten Kriterien der Verlustreduktion gewählt werden, da hier die Betriebsgrenzen bezüglich der Stromrichter Ausgangsspannung und der Statorstromamplitude beachtet werden müssen. Die daraus resultierenden unterschiedlichen Betriebsbereiche und Stromraumzeigertrajektorien für den optimalen Betrieb sind für lineare Maschinen hinlänglich bekannt und beschrieben [15–17].

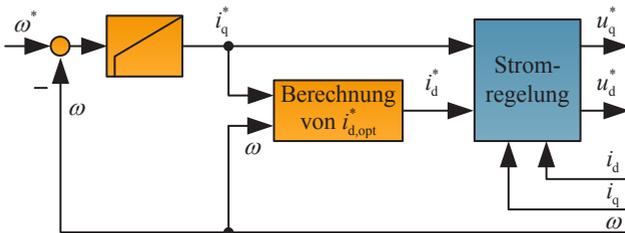


Abbildung 1.3: Struktur zur Ermittlung der Sollwerte  $i_d^*$  und  $i_q^*$  mit übergeordnetem Drehzahlregler (vgl. [16, 18])

Die Berechnung der Stromsollwerte in der Drehmomentsteuerung kann im Fall einer linearen Maschine anhand der nach dem Drehmoment aufgelösten Momentenkennlinien während des Betriebs erfolgen. Ein überlagerter Drehzahlregler gibt dann meist als Ausgangsgröße die Statorstromamplitude oder den Sollwert für die Stromkomponente  $i_q$  aus. Daraus wird entsprechend Abb. 1.3 anschließend drehzahlabhängig der zugehörige optimale Sollwert für  $i_d$  berechnet [16, 18].

Aufgrund des deutlichen Sättigungsverhaltens von hoch ausgenutzten Maschinen liefern die linearen Gleichungen jedoch insbesondere für höhere Drehmomente nicht die gewünschten optimalen Betriebspunkte [19, 20]. Um dennoch einen optimierten Betrieb zu erreichen wird das Sättigungsverhalten häufig durch stromabhängige Induktivitätswerte  $L_d(i_d, i_q)$  und  $L_q(i_d, i_q)$  dargestellt [6, 17, 19–22]. Die Stromsollwerte werden dann anhand der Modellgleichungen meist offline berechnet und für die Verwendung in der Regelung in Tabellen abgelegt [17, 20, 21, 23, 24]. Die Ermittlung der Grenzen der verschiedenen Betriebsbereiche stellt dabei eine besondere Herausforderung dar, der entweder durch geschickte Wahl der Stützstellen [23] oder mit rekursiven Berechnungsvorschriften begegnet wird [22, 25].

Für den höheren Drehzahlbereich werden anhand der Tabellen Stromsollwerte vorgegeben, die das geforderte Drehmoment mit genau der maximal erreichbaren Spannung und damit dem geringsten möglichen Strom einprägen. Um dies trotz etwaiger Parameterungenauigkeiten während der Berechnung sicherzustellen, können überlagerte Spannungsregler [18, 20] oder Aussteuerregler [26] zum Einsatz kommen.

In einigen Beiträgen zur Stromsollwertvorgabe ohne Tabellen für Maschinen mit Sättigungseigenschaften werden alternative Verfahren vorgeschlagen:

- Suchalgorithmen, die bei festem  $i_q$  und kontinuierlicher Veränderung des Sollwerts für  $i_d$  während des Betriebs den Punkt des höchsten Drehmoments ermitteln [27].
- Injektion hochfrequenter Signale, anhand derer die Induktivitäten online ermittelt und für die Bestimmung des optimalen Betriebspunkts herangezogen werden [28, 29].
- Schätzen der Parameter anhand des dynamischen Verhaltens der Stromkomponenten. Die geschätzten Parameter werden zur Optimierung des Betriebspunkts genutzt [30].

## Dynamisches Verhalten und Stromreglerstrukturen

Um das Sättigungsverhalten auch in der Dynamik der Maschine und damit für die unterlagerte Stromregelung zu berücksichtigen, ist die Verwendung der Induktivitäten  $L_d(i_d, i_q)$  und  $L_q(i_d, i_q)$  als Proportionalitätsfaktor zwischen Stromkomponenten und Flussvernetzungen in der Modellbildung mathematisch nicht zulässig. In vielen Beiträgen wird dies dennoch praktiziert (z.B. [5, 29, 30]), wodurch entweder die erreichbare Dynamik bei der Stromregelung nicht vollständig ausgeschöpft werden kann oder bei hoher Dynamik Instabilitäten im Regelkreis drohen [31].

Stattdessen führen die Nichtlinearitäten in den Systemgleichungen zu für die Dynamik der Stromregelstrecken entscheidenden differentiellen Induktivitäten [32–34]. Wird der Stromregler anhand dieser differentiellen Induktivitäten ausgelegt und dem Betriebspunkt entsprechend nachgeführt, lässt sich die maximale Dynamik über den gesamten Betriebsbereich realisieren [26, 33, 35].

Zusätzlich können in der Modellbildung winkelabhängige Sättigungseffekte berücksichtigt werden, was eine Erweiterung der Systemgleichungen notwendig macht. Um weiterhin eine Abhängigkeit dieser Funktionen von den Strangströmen zu gewährleisten, wird dazu auf die magnetische Koenergie zurückgegriffen [33, 36].

Neben dem klassischen, für die Stromregelung von elektrischen Maschinen häufig gewählten PI-Regler können alternative Stromregelverfahren zum Einsatz kommen. So lassen sich Stromreglerstrukturen verwenden, die mit Hilfe von Zustandsraummethodiken ausgelegt werden [5, 11, 12] und eine verbesserte und gezielter einstellbare Dynamik bieten als der zeitkontinuierlich ausgelegte PI-Regler [37]. Die Auslegung der Regler erfolgt für lineare Maschinen, für Maschinen mit Sättigungseigenschaften können die Reglerparameter im Betrieb arbeitspunktabhängig nachgeführt werden [5, 31, 33, E1, E2].

Weitere in der Literatur untersuchte Möglichkeiten der unterlagerten Stromregelung für IPMSM sind

- Hysterese basierte Verfahren: Hier werden die Ströme innerhalb eines Toleranzbandes gehalten. Wird das Toleranzband verlassen, erfolgt eine entsprechende Umschaltung der angelegten Spannung [38]. Eine stationäre Genauigkeit kann hierbei prinzipbedingt nicht erreicht werden.
- Prädiktive, modellbasierte Stromregelverfahren, bei denen der Verlauf der Ströme für ein oder mehrere folgende Abtastperioden geschätzt wird. Anhand von Optimierungskriterien einer Gütefunktion, im einfachsten Fall eine möglichst geringe Abweichung der Ströme von ihren Sollwerten, werden die

zu nutzenden Spannungen bzw. Schaltzustände gewählt. In bisher veröffentlichten Beiträgen [39, 40] werden diese Regelverfahren noch für Maschinen ohne Sättigungsverhalten präsentiert.

- Prädiktive Stromregelung mit heuristischem Ansatz. In dem vorgeschlagenen Verfahren wird das Sättigungsverhalten der Maschine berücksichtigt, sowohl stationäre als auch dynamische Kreuzverkopplung können bei korrektem Parametersatz exakt bestimmt und vorgesteuert werden [E3]. Gegenüber den nachgeführten klassischen Regelstrukturen bestehen erhöhte Anforderungen an Speicherplatz und Rechenaufwand der Recheneinheit.
- Adaptive Stromregelverfahren, die ohne jede Parametrierung auskommen [41, 42]. Die Verwendung für Maschinen mit starken Sättigungseigenschaften ist derzeit noch Gegenstand der Forschung.

Neben der kaskadierten Struktur mit unterlagerter Stromregelung existieren weitere Regelverfahren für reluktanzbehaftete Permanentmagnetmaschinen. Zu nennen ist beispielsweise die *statorflussorientierte Regelung*, die auf dem Verfahren der indirekten Statorgrößenregelung für Asynchronmaschinen basiert. Hier wird aus einer Drehmomentanforderung direkt der benötigte Luftspaltfluss bestimmt und geregelt [43, 44]. Für die Rückführung des Flusses als Messgröße wird ein Beobachter eingesetzt.

Ein ähnlicher Ansatz wird bei der *Deadbeat-Direct Torque and Flux Control* verfolgt, in der aus dem Sollwert des Drehmoments und der gemessenen Drehzahl die an der Maschine anzulegenden Spannungszeitflächen berechnet werden. Anhand eines zusätzlichen Beobachters wird hier ein geschlossener Regelkreis für das Drehmoment realisiert [45, 46].

Bei der klassischen *Direct Torque Control (DTC)* werden Drehmoment und Fluss ebenfalls direkt geregelt. Für beide Größen werden dazu ähnlich wie beim Hysterese-Stromregler Toleranzbänder eingeführt, in denen sich Drehmoment und Fluss bewegen dürfen. Wird ein Toleranzband verlassen, erfolgt anhand einer Schalttabelle eine entsprechende Umschaltung der an die Maschine angelegten Spannung [26, 47]. Für die Rückführung von Drehmoment und Fluss kommen ebenfalls Schätzalgorithmen oder Beobachterstrukturen zum Einsatz.

### Parameteridentifikation

Sämtliche der vorgeschlagenen Verfahren zur Drehmomentsteuerung benötigen ein parametrisiertes Maschinenmodell, um daraus die notwendigen Größen für

ein gewünschtes Drehmoment ableiten zu können. Der Genauigkeit des Parametersatzes kommt dabei aufgrund des offenen Regelkreises bzw. der implementierten Beobachter eine immense Bedeutung zu [10].

Zur Parameteridentifikation speziell von IPMSM und deren Sättigungsverhalten werden in der Literatur verschiedene Verfahren vorgeschlagen.

Häufig wird eine Messung im stationären Betrieb herangezogen, bei der verschiedene Stromkombinationen  $i_d$ ,  $i_q$  eingepreßt und anhand der stationären Maschinengleichungen die benötigten Parameter berechnet werden [5, 33, 34, 48]. Eine weitere Möglichkeit zur Parametermessung bietet die Anregung der Maschine mit sprungförmig aufgeschalteten Spannungen bei festgebremster Maschine. Dabei werden die Spannung und die Sprungantwort des Stroms aufgezeichnet, um aus dem zeitlichen Verlauf sowie dem stationären Endwert die Parameter der Stromregelstrecke zu bestimmen [32, 33].

Unter Kenntnis der Maschinengeometrie bzw. während der Maschinenauslegung lassen sich die Maschinenparameter auch mit Methoden der Finite Elemente Analyse (FEM) berechnen [32, 48, 49].

### **Modulationsverfahren und Übermodulation**

Die von der Regelung geforderten Spannungen werden in der Regel mittels Pulsweitenmodulation (PWM) vom Pulswechselrichter an die Maschine angelegt. Für die Erzeugung der benötigten Schaltzeitpunkte sind verschiedene Modulationsverfahren bekannt. Die Unterschiede in den resultierenden Stromober-schwingungen sind für symmetrische Lasten untersucht und beschrieben [50–52]. Für den Fall einer unsymmetrischen Last, wie es bei der IPMSM der Fall ist, können die Oberschwingungen per Fourier-Analyse bestimmt werden [53], was jedoch recht aufwendig ist. In einer der Veröffentlichungen im Rahmen dieser Dissertation wurde hingegen ein Verfahren vorgestellt, mit dem die Strom-überschwingungen analytisch abgeschätzt werden können [E4].

Um die Zusammenhänge zwischen Modulationsverfahren und Eisenverlusten in der Maschine zu ermitteln, bieten die sogenannten Steinmetz-Gleichungen keine ausreichende Genauigkeit, da sie lediglich für sinusförmige Größen gültig sind [54, 55]. Dies ist bei Speisung mit Pulswechselrichter nicht gegeben, weshalb hier auf FEM-Analysen zurückgegriffen wird [53, 54], bei denen die einzelnen Eisenverlustmechanismen getrennt voneinander betrachtet werden können. Anhand von Messungen lässt sich die Gültigkeit der rechnerisch erhaltenen Ergebnisse überprüfen [56].

Um die Gesamtverluste zu verringern gibt es neben der Wahl einer Modulation mit fester Taktfrequenz und sinusförmiger Ausgangsspannung die Möglichkeit,

durch Übermodulation bis hin zum Vollblockbetrieb die Grundschriftungsamplitude der Spannung zu erhöhen [24]. Die Berücksichtigung in der Stromregelung kann beispielsweise durch Abschätzen der durch die Übermodulation entstehenden Stromüberschwingungen geschehen [57, 58], wobei in den genannten Veröffentlichungen jeweils Maschinen mit konstanten Parametern, also ohne Sättigungseigenschaften betrachtet werden. Eine parameterunabhängige Vorwärtskompensation der nicht sinusförmigen Spannung bei Übermodulation wurde in einer Veröffentlichung im Rahmen dieser Arbeit vorgeschlagen [E5]. Nicht ganz so weit geht die dynamische Übermodulation, bei der der Bereich außerhalb des Aussteuerbereichs für sinusförmige Ausgangsspannungen nur im dynamischen Fall genutzt wird [59, 60, E6].

### 1.4 Zielstellung und Gliederung der Arbeit

Das Ziel dieser Dissertation besteht in der Entwicklung einer Struktur zur Drehmomenteinprägung für permanentmagneterregte Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten, die als Hauptantriebe in Elektrofahrzeugen zum Einsatz kommen. Um einen effizienten Betrieb zu gewährleisten, soll dabei während des stationären Betriebs keine feste Stellreserve vorgehalten werden. Durch die resultierende Erhöhung der Maschinenspannung lässt sich die Grundschriftung des Stroms verringern, um die hiervon verursachten Verluste in Maschine und Stromrichter zu minimieren.

Das Drehmoment soll trotz des Betriebs ohne Spannungsreserve dynamisch eingepreßt und verändert werden können. Die unterlagerte Stromregelung in der angestrebten kaskadierten Reglerstruktur muss entsprechend hochdynamisch arbeiten. Die starken nichtlinearen Eigenschaften der Maschine sind entsprechend für die Stromregelung wie für die Sollwertvorgabe zu berücksichtigen.

Zusätzlich zur Minimierung der Grundschriftungsverluste sollen die Oberschriftungsverluste betrachtet und Möglichkeiten zur Verringerung identifiziert werden. Dazu ist es notwendig, die Mechanismen der auf Pulsweitenmodulation basierenden Steuerung des Pulswechselrichters in die Untersuchungen einzuschließen.

Bei der Entwicklung sämtlicher Verfahren und Algorithmen ist auf einen anwendungsorientierten Charakter zu achten, um eine Implementierung auf heute in Fahrzeugen eingesetzten Hardwareplattformen zu ermöglichen.

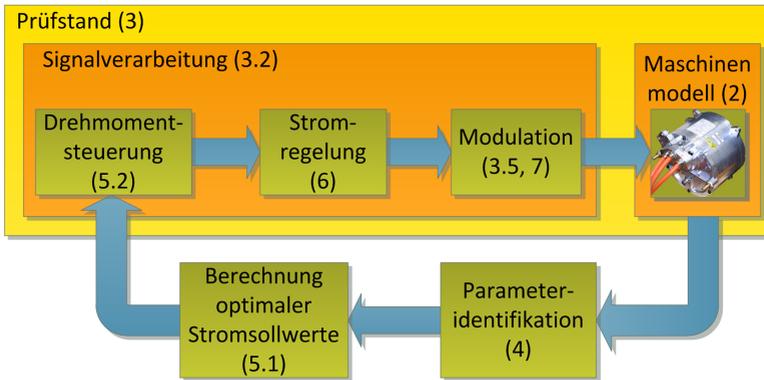


Abbildung 1.4: Behandelte Themen des Antriebssystems einer IPMSM und deren Kapitelzuordnung

Die dazu im Rahmen dieser Dissertation untersuchten und beschriebenen Komponenten des Antriebsstrangs sind in Abb. 1.4 dargestellt und wie folgt gegliedert:

Zunächst wird in Kapitel 2 als Grundlage das allgemeine elektrische Modell der permanentmagneterregten Synchronmaschine inklusive ihrer nichtlinearen Eigenschaften und des Sättigungsverhaltens hergeleitet. Ausgehend von den stationären Modellgleichungen werden anschließend für den Fall einer linearen Maschine die verschiedenen Betriebsbereiche für die Erzeugung des Drehmoments mit minimalem Strom, mit minimaler Spannung und unter Ausnutzung der maximalen Ausgangsspannung des speisenden Pulswechselrichters abgeleitet und erläutert.

Im Anschluss wird in Kapitel 3 der für diese Arbeit im Elektrotechnischen Institut aufgebaute Prüfstand einschließlich seiner Steuerung und Messwerteerfassung beschrieben.

In Kapitel 4 wird das verwendete Messverfahren für die Identifikation der in den Modellgleichungen enthaltenen Maschinenparameter erläutert und die resultierenden Messergebnisse vorgestellt und diskutiert.

Die Verwendung der Messergebnisse für die stromwärmeverlustoptimale Erzeugung eines geforderten Drehmoments unter Berücksichtigung des Sättigungsverhaltens wird in Kapitel 5 beschrieben, die Linearisierung von klassischen Stromregelschemata mit Hilfe der Ergebnisse aus den stationären Messungen wird in Kapitel 6 dargelegt. Die Funktionsfähigkeit der vorgeschlagenen Regel-

strukturen wird in den jeweiligen Kapiteln anhand von Simulations- und Messergebnissen verifiziert.

In Kapitel 7 schließlich wird die entwickelte Gesamtstruktur mit Stromregelung, Stromsollwertvorgabe und Modulation hinsichtlich Wirkungsgraden, Stromüberschwingungen und dynamischem Verhalten untersucht.

# 2

## Modellbildung der permanentmagneterregten Synchronmaschine

### 2.1 Systemgleichungen

Für die mathematische Modellbildung der permanentmagneterregten Synchronmaschine wird eine dreiphasige, symmetrische und im Stern verschaltete Wicklung im Stator angenommen. Damit gilt das Schaltbild aus Abb. 2.1.

Die drei Strangspannungen setzen sich jeweils aus dem ohmschen Spannungsabfall an der Wicklung und einer Änderung der zugehörigen Flussverketung zusammen [7, 33]:

$$u_1 = R_s i_1 + \frac{d\psi_1}{dt} \quad (2.1)$$

$$u_2 = R_s i_2 + \frac{d\psi_2}{dt} \quad (2.2)$$

$$u_3 = R_s i_3 + \frac{d\psi_3}{dt} \quad (2.3)$$

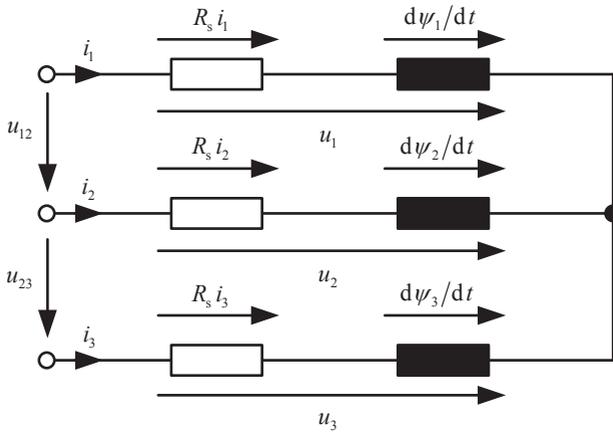


Abbildung 2.1: Ersatzschaltbild einer dreiphasigen Wicklung

Die Flussverketungen  $\psi_{1,2,3}$  in den Strängen werden dabei durch den Strom in der jeweiligen Wicklung, die magnetisch gekoppelten Ströme der anderen beiden Wicklungen sowie durch eine Bewegung des Rotors mit seinem Permanentmagneten hervorgerufen. Eine Unterscheidung der physikalischen Ursachen wird hier nicht vorgenommen.

Die drei Stranggrößen lassen sich zu einem komplexen Raumzeiger zusammenfassen, was durch die folgende 3/2-Transformation, hier am Beispiel der Statorströme, erreicht wird:

$$i_{\alpha,\beta} = \frac{2}{3} (i_1 + \underline{a} \cdot i_2 + \underline{a}^2 \cdot i_3) \quad (2.4)$$

$$\text{mit} \quad \underline{a} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.5)$$

Zusätzlich ergibt sich die Nullkomponente zu

$$i_0 = \frac{1}{3} (i_1 + i_2 + i_3). \quad (2.6)$$

Die beschriebene Raumzeigertransformation lässt sich auf die gleiche Weise für die Spannungen und die Flussverkettungen durchführen. Im stationären  $\alpha, \beta$ -System ergibt sich dann für die Statorspannungsgleichung in Raumzeigerdarstellung:

$$\underline{u}_{\alpha, \beta} = R_s \underline{i}_{\alpha, \beta} + \frac{d\underline{\psi}_{\alpha, \beta}}{dt} \quad (2.7)$$

Wird der Sternpunkt der Maschine nicht angeschlossen, was insbesondere bei stromrichteragespeisten Maschinen meist der Fall ist [4, 26], so gilt für die Nullkomponente des Stroms zu jeder Zeit

$$i_0 = 0. \quad (2.8)$$

Entsprechend der Kirchhoffschen Maschenregel existiert damit auch keine Nullkomponente in den Strangspannungen der Wicklungen:

$$u_0 = 0 \quad (2.9)$$

Die Nullkomponenten müssen damit für die weitere Modellbildung nicht betrachtet werden.

Um mit stationären Größen arbeiten zu können, werden die Stranggrößen in ein Koordinatensystem transformiert, welches rotorfest ist, also mit dem Rotor der Maschine rotiert (Abb. 2.2). Diese Transformation lässt sich durch das Drehen der komplexen Raumzeiger realisieren (Abb. 2.3):

$$\underline{i}_{d, q} = \underline{i}_{\alpha, \beta} \cdot e^{-j\gamma} \quad (2.10)$$

$$\underline{u}_{d, q} = \underline{u}_{\alpha, \beta} \cdot e^{-j\gamma} \quad (2.11)$$

$$\underline{\psi}_{d, q} = \underline{\psi}_{\alpha, \beta} \cdot e^{-j\gamma} \quad (2.12)$$

Für die Flussableitung muss bei der Transformation der Statorspannungsgleichung (2.7) ins rotierende Koordinatensystem die Produktregel beachtet werden, so dass sich für die Spannungsgleichung in Raumzeigerdarstellung im  $d, q$ -System mit  $\dot{\gamma} = \omega$  der folgende Zusammenhang ergibt:

$$\underline{u}_{d, q} = R_s \underline{i}_{d, q} + \frac{d\underline{\psi}_{d, q}}{dt} - j \omega \underline{\psi}_{d, q} \quad (2.13)$$

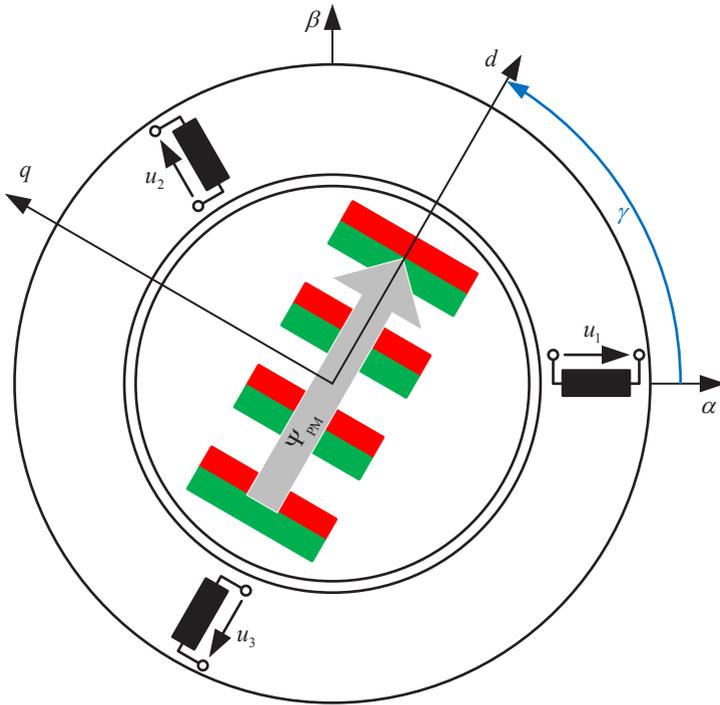


Abbildung 2.2: Stator- und rotororientiertes Koordinatensystem

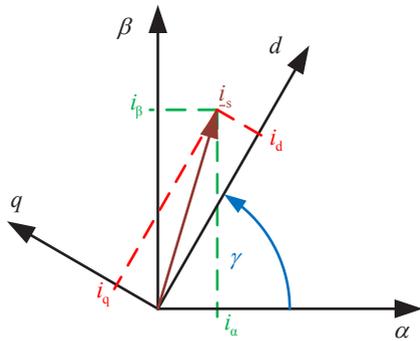


Abbildung 2.3: Transformation des Stromraumzeigers vom stator- ins rotorfeste Koordinatensystem

Darin bezeichnet  $\omega$  die elektrische Winkelgeschwindigkeit, deren Verhältnis zu mechanischer Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  und Drehzahl  $n$  der Welle durch die Polpaarzahl  $p$  gegeben ist:

$$\omega = p \cdot \Omega = p \cdot 2\pi n \quad (2.14)$$

Gl. (2.13) lässt sich in Real- und Imaginärteil aufteilen und somit in Komponentenschreibweise darstellen:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \quad (2.15)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \quad (2.16)$$

Wird von einem linearen Zusammenhang zwischen den Stromkomponenten  $i_d$ ,  $i_q$  und den Flussverkettungen  $\psi_d$ ,  $\psi_q$  sowie einer konstanten Permanentmagnetflussverkettung  $\Psi_{PM}$  ausgegangen,

$$\psi_d = L_d i_d + \Psi_{PM} \quad (2.17)$$

$$\psi_q = L_q i_q, \quad (2.18)$$

so ergeben sich durch Einsetzen die bekannten linearen Systemgleichungen der permanentmagneterregten Synchronmaschine in Komponentendarstellung in rotorbezogenen Koordinaten:

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \quad (2.19)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \Psi_{PM}) \quad (2.20)$$

Sofern die betrachtete Maschine ein ausgeprägtes Sättigungsverhalten aufweist, gilt der lineare Zusammenhang zwischen Strom und Fluss aus Gl. (2.17) und (2.18) jedoch nicht. Stattdessen wird mit größer werdendem Strom das Eisen in die Sättigung getrieben, so dass der Zusammenhang zwischen  $\psi_d$  und  $i_d$  bzw.  $\psi_q$  und  $i_q$  jeweils nichtlinear wird.

Des Weiteren beeinflussen sich die Flussverkettungen in Längs- und Querrichtung aufgrund ihres gemeinsamen Flusspfades im Statorjoch entsprechend Abb. 2.4 gegenseitig, so dass beispielsweise ein Ansteigen der Stromkomponente  $i_q$  eine Änderung der Flussverkettung  $\psi_d$  zur Folge hat. Dieser Effekt ist als

Kreuzverkopplung bekannt und in der Literatur detailliert beschrieben [32, 61, 62]. Die Flussverkettungen sind demnach jeweils abhängig von beiden Stromkomponenten.

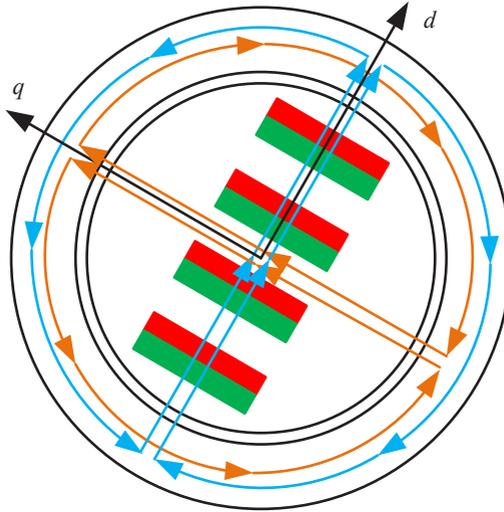


Abbildung 2.4: Gemeinsame Flusspfade im Statorjoch für  $d$ - und  $q$ -Fluss

Zusätzlich können bei hoch ausgenutzten Maschinen nichtlineare Effekte auftreten, die vom Rotorpositionswinkel  $\gamma$  abhängig sind. Werden diese mit berücksichtigt, enthalten die Funktionen der Flussverkettungen den Winkel  $\gamma$  als zusätzliche Variable [33]:

$$\psi_d = f(i_d, i_q, \gamma) \quad (2.21)$$

$$\psi_q = g(i_d, i_q, \gamma) \quad (2.22)$$

Aufgrund der Nichtlinearitäten muss in Gl. (2.15) und (2.16) für die Ableitungen der Flussverkettungen jeweils das totale Differential gebildet werden:

$$u_d = R_s i_d + \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \frac{di_q}{dt} + \frac{\partial \psi_d}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt} - \omega \psi_q \quad (2.23)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} \frac{di_q}{dt} + \frac{\partial \psi_q}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt} + \omega \psi_d \quad (2.24)$$

Das elektrische Teilsystem der permanentmagneterregten Synchronmaschine mit Sättigungseigenschaften ist damit vollständig beschrieben.

Bei der weiteren Betrachtung der Maschine in dieser Arbeit werden die winkelabhängigen Effekte jedoch vernachlässigt, so dass sich das verwendete Maschinenmodell wegen  $\partial\psi_d/\partial\gamma = 0$  und  $\partial\psi_q/\partial\gamma = 0$  wieder etwas vereinfacht.

Für eine bessere Lesbarkeit werden für die partiellen Ableitungen der Flussverketungen nach den Strömen die folgenden üblichen Abkürzungen eingeführt [32, 63]:

$$L_{dd} = \frac{\partial\psi_d}{\partial i_d} \qquad L_{dq} = \frac{\partial\psi_d}{\partial i_q} \qquad (2.25)$$

$$L_{qd} = \frac{\partial\psi_q}{\partial i_d} \qquad L_{qq} = \frac{\partial\psi_q}{\partial i_q} \qquad (2.26)$$

Aufgrund von Symmetrieeigenschaften muss dabei stets gelten [33, 64]:

$$L_{dq} = L_{qd} \qquad (2.27)$$

Die vereinfachten Statorspannungsgleichungen lauten dann

$$u_d = R_s i_d + L_{dd} \frac{di_d}{dt} + L_{dq} \frac{di_q}{dt} - \omega \psi_q, \qquad (2.28)$$

$$u_q = R_s i_q + L_{dq} \frac{di_d}{dt} + L_{qq} \frac{di_q}{dt} + \omega \psi_d. \qquad (2.29)$$

Der Unterschied der in den resultierenden Gleichungen enthaltenen differentiellen Induktivitäten zu den sogenannten Absolut- oder Sekanteninduktivitäten  $L_d$  und  $L_q$  wird anhand von Abb. 2.5 deutlich:  $L_d$  und  $L_q$  beschreiben jeweils die Steigung einer Ursprungsgerade zu jedem beliebigen Punkt der Flusskennlinie. Die differentiellen Induktivitäten hingegen entsprechen in jedem Punkt der Steigung der Flusskennlinie und werden somit durch die Tangente dargestellt. Da die differentiellen Induktivitäten deutlich kleiner sind als die Absolutinduktivitäten und laut Gl. (2.28) und (2.29) die Dynamik der Stromregelstrecken bestimmen, müssen sie zur korrekten Auslegung der Stromregelung herangezogen werden. Dies wird in Kapitel 6 vorgenommen.

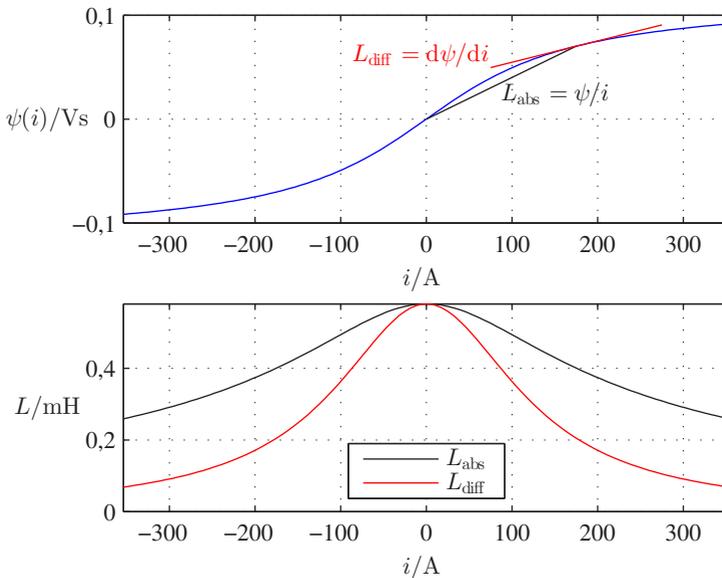


Abbildung 2.5: Unterschied zwischen Sekanteninduktivität  $L_{abs} = \psi/i$  und differentieller Induktivität  $L_{diff} = d\psi/di$

Für die vollständige Beschreibung der Maschine fehlt noch die Drehmomentgleichung für das innere Drehmoment der Maschine [11, 33]:

$$M_i = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2.30)$$

Im Falle einer linearen Maschine ergibt sich durch Einsetzen der Zusammenhänge für die Flussverkettungen  $\psi_d$  und  $\psi_q$  nach Gl. (2.21) und (2.22) in die Drehmomentgleichung (2.30) und entsprechendes Umstellen die in der Literatur häufig anzutreffende Form

$$M_i = \underbrace{\frac{3}{2} p \Psi_{PM} i_q}_{\text{synchr. Moment}} + \underbrace{\frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q}_{\text{Reluktanzmoment}} \quad (2.31)$$

In Gl. (2.31) wird die Aufteilung in synchrones Moment und Reluktanzmoment deutlich. Es ist offensichtlich, dass bei Maschinen mit  $L_d < L_q$  bei negativem  $d$ -Strom ein positives Reluktanzmoment erzeugt wird.

## 2.2 Betriebsbereiche

In Abschnitt 2.1 wird das mathematische Maschinenmodell beschrieben, auf dessen Grundlage im Folgenden die verschiedenen Betriebsbereiche für die Erzeugung eines geforderten Drehmoments erläutert werden. Für die Herleitung wird von einer linearen Maschine ohne Sättigungseigenschaften ausgegangen. Damit sind die Permanentmagnetflussverkettung  $\Psi_{PM}$  und die Induktivitäten  $L_d$  und  $L_q$  konstant. Für die Flussverkettungen  $\psi_d$  und  $\psi_q$  gilt der lineare Zusammenhang aus Gl. (2.17) und (2.18) zu den Stromkomponenten.

Da bei reluktanzbehafeten Synchronmaschinen mit  $L_d < L_q$  laut Gl. (2.31) das Reluktanzmoment neben dem synchronen Moment ebenfalls zum Gesamtdrehmoment beiträgt, ergibt sich bei der Aufteilung des Statorstroms für die Drehmomenterzeugung ein Freiheitsgrad. Das gewünschte Drehmoment kann mit verschiedenen Kombinationen der Stromkomponenten  $i_d$  und  $i_q$  erreicht werden.

Bei der Auswahl des optimalen Stromsollwertpaares  $i_d, i_q$  wird im Allgemeinen angestrebt, das geforderte Drehmoment in jedem Betriebspunkt möglichst energieeffizient zu erzeugen, also die Verlustleistung zu minimieren. Entsprechende Ansätze zur Drehmomenterzeugung mit minimierten Gesamtverlusten sind in der Literatur zu finden [10, 13–15]. Da jedoch im Allgemeinen die Stromwärmeverluste den dominanten Verlustanteil in der Maschine darstellen [14, 15], wird der verlustoptimale Betrieb häufig dahingehend angenähert, dass das Drehmoment mit minimalem Statorstrom erzeugt werden soll [5, 6, 15–17]. Hierdurch werden die Kupferverluste im Stator minimiert, die Eisenverluste jedoch nicht weiter berücksichtigt.

Vergleichende Untersuchungen der beiden Verfahren zeigen, dass es sich dabei um eine gute Näherung handelt, da die Unterschiede in den Gesamtverlusten nur marginal sind und nur bei Betriebspunkten mit niedrigen Drehmomenten bei vergleichsweise hohen Drehzahlen bestehen [10, 14, S1].

Der Betrieb mit minimierten Gesamtverlusten wird deswegen in dieser Arbeit nicht weiter behandelt.

### 2.2.1 Drehmomenterzeugung mit minimalem Statorstrom

Um bei gegebenem Statorstrom das maximale Drehmoment zu ermitteln, wird in der Drehmomentgleichung mit Absolutinduktivitäten (2.31) der Strom  $i_d$  durch die Komponente  $i_q$  ausgedrückt (vgl. [5]):

$$M_i = \frac{3}{2} p \left[ \Psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) \sqrt{i_s^2 - i_q^2} i_q \right] \quad (2.32)$$

Wird Gl. (2.32) nach der Stromkomponente  $i_q$  abgeleitet, ergibt sich

$$\frac{dM_i}{di_q} = \frac{3}{2} p \left[ \Psi_{PM} \sqrt{i_s^2 - i_q^2} (L_d - L_q) - \frac{i_q^2 (L_d - L_q)}{\sqrt{i_s^2 - i_q^2}} \right]. \quad (2.33)$$

Für die Bestimmung des Minimums wird  $dM_i / di_q = 0$  gesetzt und die Stromkomponente  $i_q$  eingesetzt. Auflösen nach  $i_d$  ergibt:

$$i_{d,MMPA} = \frac{-\Psi_{PM} + \sqrt{8 i_s^2 (L_d - L_q)^2 + \Psi_{PM}^2}}{4 (L_d - L_q)} \quad (2.34)$$

Dies ist die Vorschrift für die Stromkomponente  $i_d$ , um mit einem Statorstrom  $i_s$  das maximal mögliche Drehmoment zu erzeugen (maximales Moment pro Ampere, MMPA). Die zugehörige Stromkomponente  $i_q$  lässt sich ermitteln zu

$$i_{q,MMPA} = \sqrt{i_s^2 - i_{d,MMPA}^2}. \quad (2.35)$$

### 2.2.2 Drehmomenterzeugung an der Spannungsgrenze

Bei höheren Drehzahlen der Maschine kann mit den Stromkomponenten nach den MMPA-Berechnungsvorschriften die maximale Ausgangsspannung des Pulswechselrichters erreicht bzw. überschritten werden. Die Drehzahl, ab der dies geschieht, wird als Eckdrehzahl bezeichnet. Sie ist abhängig von den eingepprägten Strömen und damit vom Drehmoment. Um weiterhin das geforderte Drehmoment zu erreichen, muss die MMPA-Kennlinie verlassen werden und das Feld zusätzlich geschwächt werden, was durch eine betragsmäßige Erhöhung der  $d$ -Stromkomponente geschieht. Die beiden Stromkomponenten sollten

dabei so vorgegeben werden, dass die maximale zur Verfügung stehende Spannung genutzt wird, damit weiterhin der geringste mögliche Statorstrom für das geforderte Drehmoment aufgewendet wird. Um die entsprechenden Stromkomponenten zu berechnen, müssen neben der Drehmomentformel die Spannungskomponenten betrachtet werden.

Da der Spannungsabfall an den ohmschen Widerständen bei hohen Drehzahlen im Vergleich zur Gegenspannung sehr klein ist, kann  $R_s$  in diesem Betriebsbereich vernachlässigt werden [11]. Damit gilt für die Spannungskomponenten im stationären Betrieb:

$$u_d = -\omega L_q i_q \quad (2.36)$$

$$u_q = \omega (L_d i_d + \Psi_{PM}) \quad (2.37)$$

Der Betrag der Statorspannung entspricht somit

$$u_s = \omega \sqrt{(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \Psi_{PM})^2}. \quad (2.38)$$

Setzt man in Gl. (2.38) die maximal erreichbare Statorspannung  $u_{s,\max}$  ein und drückt  $i_q$  durch  $i_s$  und  $i_d$  aus,

$$u_{s,\max}^2 = \omega^2 \left[ \left( L_q \sqrt{i_s^2 - i_d^2} \right)^2 + (L_d i_d + \Psi_{PM})^2 \right], \quad (2.39)$$

so erhält man aufgelöst nach  $i_d$ :

$$i_{d,FS} = \frac{\sqrt{(L_d^2 - L_q^2) u_{s,\max} + L_q^2 [(L_q^2 - L_d^2) \omega^2 i_s^2 + \omega^2 \Psi_{PM}^2]} - \omega L_d \Psi_{PM}}{\omega (L_d^2 - L_q^2)} \quad (2.40)$$

Dies ist die Vorschrift für die Stromkomponente  $i_d$ , nach der abhängig von der Drehzahl und dem Statorstrom das maximale Drehmoment mit der zur Verfügung stehenden Spannung erreicht wird.

Der Strom  $i_q$  lässt sich wieder aus dem Gesamtstrom ermitteln:

$$i_{q,FS} = \sqrt{i_s^2 - i_{d,FS}^2} \quad (2.41)$$

Wird jeweils der Maximalstrom  $i_{s,\max}$  in Gl. (2.40) und (2.41) eingesetzt, so ergibt sich das maximal erreichbare Drehmoment im Feldschwäcbereich in Ab-

hängigkeit von der Drehzahl. Die resultierenden Betriebspunkte stellen einen Ausschnitt der Grenzkennlinie der Maschine dar.

### 2.2.3 Drehmomenterzeugung mit minimaler Statorspannung

Im Betrieb bei sehr hohen Drehzahlen kann es vorkommen, dass der maximale Strom aufgrund der begrenzten zur Verfügung stehenden Spannung nicht mehr erreicht werden kann. Damit wird das maximale Drehmoment gegenüber dem Betrieb an Strom- und Spannungsgrenze weiter verringert.

Wird der Statorstrom so eingestellt, dass unter Beachtung der Spannungsgrenze noch das maximal mögliche Drehmoment erreicht wird, so entspricht dies dem Betrieb auf der Kennlinie des maximalen Moments pro Volt (MMPV) [15].

Zur Berechnung der Vorschriften für die Stromkomponenten wird wieder die allgemeine Gleichung für das Drehmoment (2.32) herangezogen. Der Spannungsabfall am Widerstand kann weiterhin vernachlässigt werden, so dass Gl. (2.36) und (2.37) gelten. Stellt man diese nach den Strömen um,

$$i_d = \frac{u_q - \Psi_{PM}}{L_d} \quad \text{und} \quad i_q = -\frac{u_d}{\omega \cdot L_q}, \quad (2.42)$$

so lässt sich das Drehmoment durch die Spannungskomponenten ausdrücken (vgl. [5]):

$$M_i = \frac{3}{2} P \left[ -\Psi_{PM} \frac{u_d}{\omega L_q} - (L_d - L_q) \frac{u_d \left( \frac{u_q - \Psi_{PM}}{\omega} \right)}{\omega L_d L_q} \right] \quad (2.43)$$

Um nun das maximale Drehmoment pro Volt zu bestimmen, muss wieder eine Extremwertbestimmung durchgeführt werden. Dazu wird zunächst  $u_d$  durch  $u_{s,\max}$  und  $u_q$  ausgedrückt und der resultierende Term vereinfacht:

$$M_i = -\frac{3}{2} P \frac{\sqrt{u_{s,\max}^2 - u_q^2} [L_q \Psi_{PM} \omega + (L_d - L_q) u_q]}{\omega^2 L_d L_q} \quad (2.44)$$

Anschließend wird Gl. (2.44) abgeleitet nach der Spannung  $u_q$ ,

$$\frac{dM_i}{du_q} = \frac{3}{2} P \left[ \frac{(L_q \Psi_{PM} \omega + (L_d - L_q) u_q) u_q}{\sqrt{u_{s,\max}^2 - u_q^2} \omega^2 L_d L_q} - \frac{\sqrt{u_{s,\max}^2 - u_q^2} (L_d - L_q)}{\omega^2 L_d L_q} \right], \quad (2.45)$$

gleich Null gesetzt und Gl. (2.37) für  $u_q$  eingesetzt. Damit ergibt sich

$$i_{d,\text{MMPV}} = -\frac{\omega (4L_d - 3L_q) \pm \sqrt{(L_q \Psi_{\text{PM}} \omega)^2 + 8u_{s,\text{max}}^2 (L_d - L_q)^2}}{4(L_d - L_q) \omega L_d}. \quad (2.46)$$

Der zugehörige Strom  $i_{q,\text{MMPV}}$  wird bestimmt, indem  $i_{d,\text{MMPV}}$  in Gl. (2.38) eingesetzt und nach  $i_q$  aufgelöst wird:

$$i_{q,\text{MMPV}} = \frac{\sqrt{u_{s,\text{max}}^2 - \omega^2 (L_d i_{d,\text{MMPV}} + \Psi_{\text{PM}})^2}}{\omega L_q} \quad (2.47)$$

## 2.2.4 Arbeitsbereich

In Abb. 2.6 sind die aus den oben hergeleiteten Rechenvorschriften resultierenden Kennlinien für eine permanentmagneterregte Synchronmaschine mit eingebetteten Magneten zu sehen, dargestellt in der Stromebene im rotierenden  $d,q$ -Koordinatensystem. Die Polpaarzahl der Maschine beträgt  $p = 4$ , das Reaktanzverhältnis  $L_d : L_q = 1 : 2$ . Die Amplitude des Dauerkurzschlussstroms entspricht

$$\hat{I}_{\text{KS}} = \frac{\Psi_{\text{PM}}}{L_d} = \frac{2}{3} \cdot \hat{I}_{\text{max}}. \quad (2.48)$$

Die grünen Kreise in Abb. 2.6 stellen Stromraumzeiger mit konstanter Länge dar. Sie reichen bis zum Maximalstrom mit  $|\hat{i}_{s,\text{max}}| = \hat{I}_{\text{max}}$ .

Die Stromortskurven konstanten Drehmoments sind in blau für verschiedene Drehmomente eingezeichnet. Mit jedem Stromraumzeiger entlang einer dieser Hyperbeln wird jeweils das gleiche Drehmoment eingepreßt, mit dem Unterschied in der Raumzeigerlänge und damit in der Stromamplitude.

Die MMPA-Kennlinie ist in Rot eingezeichnet und wird nach Gl. (2.34) und (2.35) bestimmt. Ihre Schnittpunkte mit den Drehmomenthyperbeln entsprechen jeweils den Punkten der Hyperbeln mit dem kürzesten Abstand zum Ursprung und damit dem kleinsten Stromraumzeigerbetrag  $|\hat{i}_s|$  für das jeweilige Drehmoment.

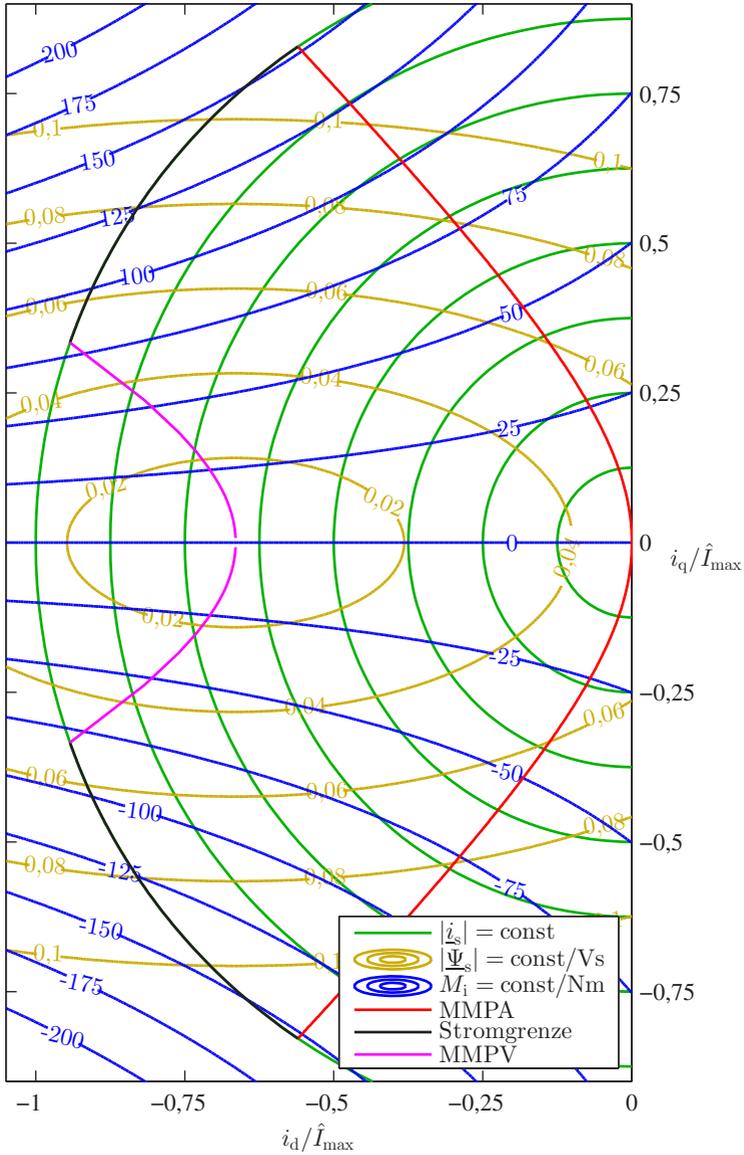


Abbildung 2.6: Berechnete Stromortskurven für IPMSM

Die in Gelb eingezeichneten Ellipsen kennzeichnen Stromortskurven konstanten Statorflussbetrags. Bei konstanter Drehzahl haben die Stromraumzeiger entlang einer dieser Ellipsen jeweils den gleichen Amplitudenwert der Maschinenspannung zur Folge. Der gemeinsame Mittelpunkt der Flussellipsen entspricht der Amplitude des Dauerkurzschlussstroms  $I_{KS}$ .

Die magentafarbene Kennlinie entspricht den MMPV-Stromkomponenten nach Gl. (2.46) und (2.47).

Mit der Vorgabe, jedes Drehmoment mit dem geringsten möglichen Strombetrag zu erzeugen, liegt der Arbeitsbereich der Synchronmaschine zwischen der MMPA- und der MMPV-Kennlinie. Zudem wird er begrenzt durch den maximalen Strombetrag, in Abb. 2.6 in schwarz eingezeichnet.

Der MMPV-Betrieb wird dabei nur bei IPMSM erreicht, die so ausgelegt sind, dass der Mittelpunkt der Flussellipsen innerhalb des Kreises maximalen Strombetrags liegt, was gleichbedeutend ist mit [17]:

$$\hat{I}_{KS} < \hat{I}_{\max} \quad (2.49)$$

Ist dies nicht der Fall, so wird der Arbeitsbereich lediglich von der MMPA-Kennlinie und dem Maximalstromkreis begrenzt.

## 2.3 Berücksichtigung der Sättigung für die Stromsollwerte

Für lineare Maschinen mit vernachlässigbaren Sättigungseigenschaften lassen sich die Gl. (2.32), (2.34), (2.35), (2.40), (2.41) und (2.47) direkt hernehmen, um die für ein gefordertes Drehmoment optimalen Stromsollwerte entsprechend dem jeweiligen Betriebspunkt zu berechnen [5, 7, 16]. Ist jedoch die Sättigung nicht vernachlässigbar, was bei hoch ausgenutzten Maschinen der Fall ist, sind die Gleichungen nicht analytisch lösbar. Die Stromsollwerte können beispielsweise durch Approximation [19, 65] oder numerisch [20, 23] bestimmt werden. Für die Berechnung ist eine möglichst genau Kenntnis des Sättigungsverhaltens der Maschine notwendig. Die benötigten Kennfelder können durch FEM-Berechnungen [32, 48, 49] oder messtechnisch [5, 32–34, 48] ermittelt werden. In dieser Arbeit wurden die Kennfelder der Maschine mit dem in Kapitel 4 erläuterten Verfahren ausgemessen. Zuvor wird in Kapitel 3 der dazu genutzte Prüfstand beschrieben.



# 3

## Prüfstands Aufbau und Messanordnung

Die Identifikation der Maschinenparameter und des Sättigungsverhaltens sowie die Verifikationen der beschriebenen Regelverfahren wurden an einem für diese Arbeit im Elektrotechnischen Institut (ETI) aufgebauten Prüfstand durchgeführt. In den folgenden Abschnitten werden der Prüfstands Aufbau und die verwendete Steuerung sowie die Messwerterfassung vorgestellt.

### 3.1 Maschinensatz

Als Prüfling stand eine für den Einsatz als Hauptantrieb in einem Elektrofahrzeug ausgelegte permanentmagneterregte Synchronmaschine mit eingebetteten Magneten in V-Anordnung zur Verfügung. Die wesentlichen Maschinendaten finden sich in Tabelle 3.1 wieder.

Wie bei Traktionsmaschinen üblich, wird bei den angegebenen Nenndaten unterschieden zwischen der Dauernennleistung  $P_N$  und dem Dauernennstrom  $I_N$  und den Maximalwerten  $P_{\max}$  und  $I_{\max}$ , die laut Datenblatt für eine Dauer von 30 s zulässig sind. Die zu verwendende Zwischenkreisspannung wird für einen weiten Bereich von  $U_{ZK} = 250 \dots 405$  V angegeben, um der vom Ladezustand abhängigen Batteriespannung Rechnung zu tragen. Ist zwischen Batterie

| Parameter  | IPMSM     | ASM   |
|--|-----------|-------|
| Nenn Drehzahl $n_N/\text{min}^{-1}$                | 4000      | 4000  |
| maximale Drehzahl $n_{\text{max}}/\text{min}^{-1}$ | 12000     | 12000 |
| Nennleistung $P_N/\text{kW}$                       | 35        | 60    |
| Maximalleistung $P_{\text{max}}/\text{kW}$         | 50        |       |
| Nennstrom $I_N/\text{A}$                           | 160       | 115   |
| Maximalstrom $I_{\text{max}}/\text{A}$             | 250       |       |
| Polpaarzahl $p$                                    | 4         | 1     |
| Nennspannung $U_N/\text{V}$                        | 110       | 400   |
| DC-Spannung $U_{ZK}/\text{V}$                      | 250...405 |       |

Tabelle 3.1: Typenschildangaben der verwendeten Maschinen

und Pulswechselrichter kein DC/DC-Wandler vorhanden, variiert die Zwischenkreisspannung im Betrieb entsprechend.

Als Bremsmaschine wurde eine Asynchronmaschine (ASM) vom Typ *UHMD 162.2-2* der Firma *AKH Katt Antriebstechnik* gewählt, welche die gleiche maximale Drehzahl besitzt wie die Synchronmaschine. Alle weiteren relevanten Daten sind ebenfalls in Tabelle 3.1 angegeben [D1].

Die beiden Maschinen sind über eine Drehmomentmesswelle starr gekoppelt (siehe Abb. 3.1).

Die PSM ist, wie üblich für Fahrzeugantriebe, für eine Flüssigkeitskühlung mit einem Glykol-Wasser Gemisch vorgesehen. Für die Arbeiten auf dem Prüfstand wurde dafür ein Wasserkühlsystem entwickelt und aufgebaut. Das von einem Mikrocontroller gesteuerte Gerät ermöglicht einen Volumenstrom des Wassers von bis zu 8 l/min. Entsprechend der Typenschildangaben der PSM wird die im Kühlkreislauf befindliche Wasserpumpe auf einen Durchfluss von 6,5 l/min eingestellt. Für die maximale Kühlleistung ist ein Lüfter vor dem Radiator eingebaut, der abhängig von der Zulauftemperatur des Wassers und der Nutzervorgabe drehzahl geregelt betrieben wird [S2, S3]. Mithilfe des eingebauten Durchflussmessgeräts und der Temperaturfühler in Zu- und Rücklauf lässt sich die vom Kühlgerät abgeführte Wärme abschätzen. Aufgrund ihrer unzureichenden Genauigkeit sind diese Daten allerdings nicht für die Verwendung in Wirkungsgradmessungen geeignet [S3].

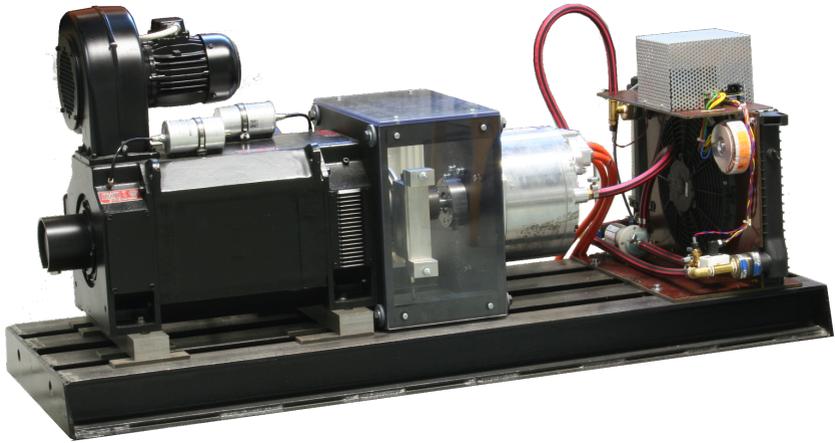


Abbildung 3.1: Maschinensatz mit Kühlsystem

## 3.2 Leistungselektronik

Die elektrische Versorgung des Maschinenprüfstands, dessen leistungselektronischer Schaltplan in Abb. 3.2 dargestellt ist, wird aus dem 400 V, 50 Hz Netz über einen aktiven Netzumrichter (Active Front End, AFE) vorgenommen. Dieser speist einen Zwischenkreis mit einer Kapazität von  $C_{ZK1} = 9 \text{ mF}$ , dessen Spannung auf einen Wert von  $U_{ZK1} = 680 \text{ V}$  geregelt wird. Aus diesem Zwischenkreis wird über einen Pulswechselrichter die Asynchronmaschine versorgt. Durch den gewählten Wert der Zwischenkreisspannung ist gewährleistet, dass die Nennspannung  $U_{N,ASM} = 400 \text{ V}$  mit der Raumzeigermodulation erreicht werden kann.

Aus dem 680 V-Zwischenkreis wird zudem ein dreiphasiger DC/DC-Wandler gespeist, der einen zweiten Zwischenkreis mit einer Kapazität von  $C_{ZK2} = 3 \text{ mF}$  versorgt. Über den DC/DC-Wandler kann die Spannung dieses Zwischenkreises entsprechend den Nenndaten der Synchronmaschine variabel eingestellt werden. Aus dem zweiten Zwischenkreis wird über einen weiteren Pulswechselrichter die PSM angesteuert. Active Front End, DC/DC-Wandler und beide Pulswechselrichter sind durch Halbleitermodule vom Typ *SKiiP 513GD122* von *Semikron* realisiert. Die Treiberschaltungen für die IGBTs sind bereits in den Modulen enthalten, so dass die Halbleiter mit 15 V Logiksignalen angesteuert werden können. Ebenfalls in die Module integriert sind Kompensationsstromwandler

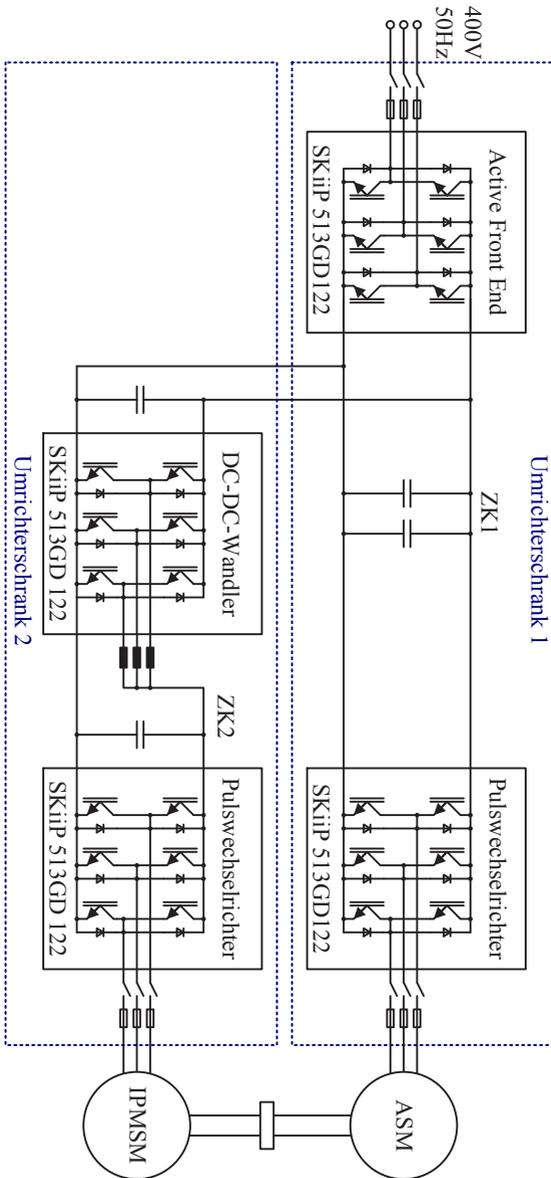


Abbildung 3.2: Prüfstands Aufbau: Leistungselektronik

zur Messung der Phasenströme, ein Temperaturfühler sowie eine Spannungsmessung für die DC-Seite [D2].

Der beschriebene Aufbau bewirkt einen energieeffizienten Betrieb des Maschinensatzes, bei dem das Versorgungsnetz im stationären Fall lediglich die Verlustleistungen von Maschinen und Leistungselektronik bereitstellen muss.

## 3.3 Signalverarbeitung

Die Steuerung des gesamten Prüfstands geschieht über zwei digitale Signalprozessorsysteme, welche am ETI entwickelt und aufgebaut wurden. Diese bestehen jeweils aus 19" Rahmen, welche modular mit verschiedenen Einschubplatinen bestückt werden können. Über eine Busplatine auf der Rückseite des Rahmens können die Platinen miteinander kommunizieren. Master dieses Buses ist der Digitale Signal Prozessor (DSP) *TMS320VC33* von *Texas Instruments*. Des Weiteren ist eine Einschubkarte mit einem FPGA vom Typ *EPIC6* von *Altera* eingebaut, welche als digitale Ein-/Ausgabekarte genutzt werden kann und auf der die Pulsbreitenmodulation (PWM) realisiert ist. Weitere typische Einschubkarten sind A/D-Wandlerkarten, Drehgeber-Auswertekarten für Resolver und Inkrementalgeber sowie D/A-Wandlerkarten.

Der Signalfussplan mit der Signalverarbeitung ist in Abb. 3.3 dargestellt.

### Digitaler Signalprozessor

Auf den DSPs werden die Betriebsführung des jeweiligen Schaltschranks sowie sämtliche zugehörige Regelverfahren durchgeführt. Für den Umrichterschrank 1 sind dies die Steuerung des Active Front Ends und die damit verbundene Regelung der Zwischenkreisspannung  $U_{ZK1}$  sowie die Drehzahlregelung der Bremsmaschine mit unterlagerter Stromregelung. Der DSP im Umrichterschrank 2 regelt über den DC/DC-Wandler die Spannung  $U_{ZK2}$  des zweiten Zwischenkreises und steuert über eine Stromregelung mit entsprechender Stromsollwertvorgabe das Drehmoment der PSM [S4].

Über eine USB-Verbindung lässt sich per PC mit den DSPs kommunizieren. Dazu stehen am ETI Benutzeroberflächen zur Verfügung, über die zunächst die Prüfstandssoftware auf die DSPs gespielt wird und anschließend während des Betriebs Werte vorgegeben und ausgelesen werden können. Mit Anzeigefenstern ähnlich der Anzeige eines Oszilloskops lassen sich beliebige DSP-interne Variablen im zeitlichen Verlauf oder in X/Y-Darstellung darstellen. Zudem ist eine Triggerfunktion enthalten, um gezielt dynamische Vorgänge anzeigen zu

### 3 Prüfstands Aufbau und Messanordnung

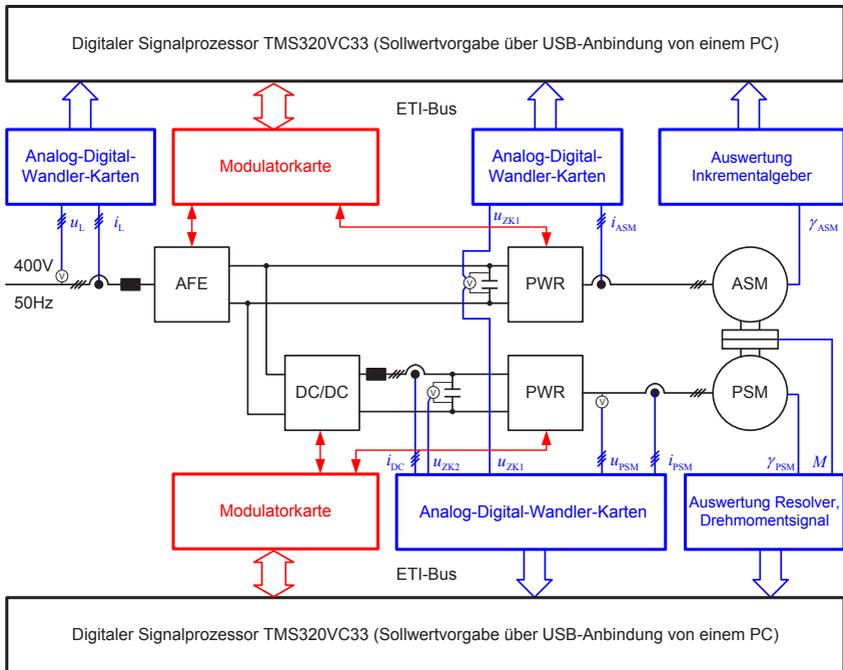


Abbildung 3.3: Signalverarbeitung zur Prüfstandssteuerung

lassen. Aufgezeichnete Daten können für die Weiterverarbeitung exportiert und auf dem PC abgespeichert werden.

Die Software für die DSPs kann mittels des *Simulink-Coders* direkt aus *Matlab/Simulink*-Simulationsmodellen erstellt werden. Dazu wurde im Rahmen dieser Arbeit eine eigene Bibliothek für Simulink programmiert, in der die verschiedenen benötigten Funktionen zur Verwendung mit dem ETI-DSP-System enthalten sind. Im Einzelnen handelt es sich dabei um eine Definition der Schnittstellen, über die der DSP Werte von den Einschubkarten auslesen bzw. beschreiben kann. Zudem wurde ein Programmgerüst programmiert, in dem die vom *Simulink-Coder* erstellten Algorithmen schließlich so enthalten sind, dass sie auf dem DSP lauffähig sind.

Der gesamte Codegenerierungsprozess läuft vollautomatisch ab. Die erzeugte boot-Datei kann direkt über die Benutzeroberfläche auf den DSP aufgespielt werden. Durch diese modellbasierte Softwareentwicklung wird gewährleistet,

dass die implementierten Regelalgorithmen in der Simulation und auf dem Prüfstand zu jeder Zeit exakt identisch sind. Zudem wird der Entwicklungsprozess deutlich beschleunigt, da das manuelle Übertragen von simulierten Algorithmen sowie eine aufwendige Fehlersuche entfallen.

Die automatische Codegenerierung wurde während der Entwicklung erfolgreich an verschiedenen Maschinenprüfständen des Instituts getestet [S5–S7] und ist mittlerweile fester Bestandteil der Softwareentwicklung in den Forschungsprojekten des Elektrotechnischen Instituts.

#### **Modulatorkarte**

Die Ein-/Ausgabekarte mit einem FPGA vom Typ *EP1C6* von *Altera* stellt insgesamt 50 digitale Ein-/Ausgabepins zur Verfügung, von denen ein Teil zur Ansteuerung der Halbleiter in den Pulswechselrichtern genutzt wird. Dazu befindet sich auf der Karte ein Dreieckszähler, der durch einen Vergleich mit den jeweiligen Referenzwerten für die Generierung der Ansteuersignale genutzt wird. Eine Beschreibung der implementierten Modulationsarten ist in Abschnitt 3.5.1 zu finden.

Die weiteren Ein-/Ausgabesignale werden zur Ansteuerung der Nutzerbedien- und Anzeige sowie Steuerung der Leistungsschütze genutzt [S8, S9].

Die Modulatorkarte gibt anhand des Dreieckssignals den Takt für das DSP-System vor, indem einmal pro durchlaufener Zählperiode ein Interruptsignal auf den Bus gelegt wird, mit dem die Einschubkarten getriggert werden und im DSP die Interrupt-Service-Routine angestoßen wird, in der die Regelalgorithmen ablaufen.

#### **A/D-Wandler**

An die im ETI entwickelte Einschubkarte zur A/D-Wandlung können bis zu vier analoge Eingangssignale im Bereich  $U = -10 \dots 10$  V angeschlossen werden, die mit einer Abtastrate von 1,5 MSample/s abgetastet und mit einem *THS1206* von *Texas Instruments* in 12 bit breite digitale Werte gewandelt werden. Von einem auf der Karte befindlichen FPGA werden die vom Wandlerbaustein kommenden Werte weiterverarbeitet und stehen damit für den DSP bereit, der sie über den Bus auslesen kann. Beim Auslesen kann zwischen dem Mittelwert und dem Momentanwert des jeweiligen Signals ausgewählt werden, die wie folgt gebildet werden:

- **Momentanwert:** Der Momentanwert stellt den abgetasteten Wert genau zum Zeitpunkt der Anforderung per Interruptsignal dar. Zur Messwertstabilisie-

ring wird er aus dem Mittelwert von jeweils vier Abtastwerten vor und nach dem gewünschten Abtastzeitpunkt gebildet (siehe Abb. 3.4). Der Momentanwert wird beispielsweise für die Stromregelung verwendet.

- Mittelwert: Hier wird der Mittelwert sämtlicher Werte gebildet, die zwischen dem vorangegangenen und dem aktuellen Interruptsignal abgetastet wurden. Der Mittelwert kommt beispielsweise bei der Messung von getakteten Spannungen zum Einsatz.

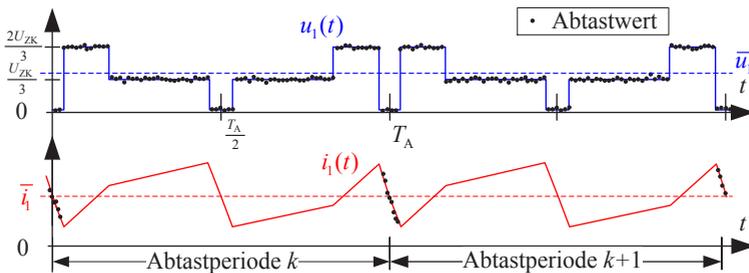


Abbildung 3.4: Überabtastung mit der A/D-Karte. Spannung: Mittelwert aus allen abgetasteten Werten innerhalb einer Abtastperiode. Strom: Mittelwert von je vier abgetasteten Werten vor und nach dem Beginn einer neuen Abtastperiode.

### 3.3.1 Sensorik

#### Strommessung

Für die Regelung werden zur Strommessung die in den *SKiiP*-Modulen enthaltenen Kompensationsstromwandler genutzt, deren Ausgangssignale im  $\pm 10$  V-Bereich mit A/D-Karten digitalisiert werden und anschließend dem DSP zur Verfügung stehen. Die Auflösung der Strommessung beträgt bei einem angegebenen Maximalwert des Primärstroms der Stromwandler von 625 A für 10 V Ausgangsspannung [D2] und den verwendeten 12-bit A/D-Wandlern

$$\frac{2 \cdot 625 \text{ A}}{2 \cdot 10 \text{ V}} \cdot \frac{2 \cdot 10 \text{ V}}{2^{12} \text{ bit}} \approx 305 \text{ mA/bit.} \quad (3.1)$$

Zur dynamischen Regelung der Ströme beider Maschinen sowie der Netzströme am Active Front End wird bei der Strommessung der Momentanwert ausgelesen,

wie in Abb. 3.4 qualitativ dargestellt. Für die unterlagerte Stromregelung des DC/DC-Wandlers hingegen wird der Mittelwert des Drosselstroms verwendet.

### Spannungsmessung

Zur Spannungserfassung sind Einschubkarten vorhanden, auf denen die Spannungen der DC-Zwischenkreise und die Außenleiterspannungen der beiden Maschinen sowie des Netzes über Operationsverstärkerschaltungen mit Quasipotentialtrennung auf den Eingangsspannungsbereich der A/D-Karten skaliert werden. Die Verstärkungen werden über die Eingangswiderstände der Verstärkerschaltungen eingestellt.

Für die Messung der Zwischenkreisspannungen wurde ein Messbereich von 0...870 V gewählt, der Messbereich von Maschinen- und Netzspannung wurde auf  $\pm 670$  V eingestellt [S8, S9]. Die Auflösungen betragen damit

$$\frac{870 \text{ V}}{2 \cdot 10 \text{ V}} \cdot \frac{2 \cdot 10 \text{ V}}{2^{12} \text{ bit}} \approx 212 \text{ mV/bit} \quad (3.2)$$

bzw.

$$\frac{2 \cdot 670 \text{ V}}{2 \cdot 10 \text{ V}} \cdot \frac{2 \cdot 10 \text{ V}}{2^{12} \text{ bit}} \approx 327 \text{ mV/bit.} \quad (3.3)$$

Durch Nutzen der von der A/D-Karte bereitgestellten Mittelwerte für die Spannungsmessung ist es möglich, auch im getakteten Betrieb die mittleren Außenleiterspannungen der Maschinen innerhalb der Taktperiode zu messen (vgl. Abb. 3.4) und daraus die Strangspannungen zu ermitteln. Für die Erfassung der Zwischenkreisspannungen wird ebenfalls der Mittelwert verwendet.

### Messung von Drehzahl und Rotorpositionswinkel

Da die beiden Maschinen unterschiedliche Drehgeber besitzen, sind zwei unterschiedliche Einschubkarten zur Positions- und Drehzahlbestimmung vorhanden. Der in der ASM verbaute Inkrementalgeber *ROD436* von *Heidenhain* liefert 1024 Pulse pro Umdrehung mit Pegeln von 0 V und 15 V. Die beiden um 90° versetzten Spuren werden auf der Auswertekarte pegelgewandelt und anschließend auf einem FPGA ausgewertet. Dabei kommt eine Vierfach-Auswertung zum Einsatz, mit einer Kombination aus Frequenzzählung und Periodendauermessung [S10]. Die resultierenden Digitalwerte enthalten den Rotorpositionswinkel sowie die Anzahl der Pulse pro Sekunde, die auf dem DSP in die Drehzahl umgerechnet wird.

Für den in der PSM enthaltenen Resolver steht eine Auswertekarte zur Verfügung, die die Erregerspulen des Resolvers mit einem 10 kHz Erregersignal speist. Die Auswertung der Resolver signale wird mit einem *AD2S1205* von *Analog Devices* vorgenommen, der Drehzahlen bis zu  $75000 \text{ min}^{-1}$  messen kann. Als Ausgangssignale liefert der Baustein Absolutposition und Winkelgeschwindigkeit, jeweils als 12 bit Worte. Diese stehen über den Bus direkt dem DSP zur Verfügung.

#### **Drehmomenterfassung**

Zur Messung des Drehmoments sind die beiden Maschinen an der Welle über eine Drehmomentmesswelle vom Typ *T10F* der Firma *HBM* mit einem Nennmoment von 200 Nm verbunden. Die Messwelle wird mit einer Spannung von 24 V versorgt und liefert als Ausgangssignale ein Spannungssignal sowie ein Frequenzsignal. Für die Drehmomenterfassung und -überwachung im DSP wird das Frequenzsignal genutzt.

Dabei handelt es sich um ein Rechtecksignal mit einer vom anliegenden Drehmoment abhängigen Frequenz, die im Leerlauf bei 10 kHz liegt. Bei Belastung verändert sich die Frequenz um bis zu 5 kHz bei Nennmoment [D3].

Für die Auswertung wird eine identische Einschubkarte genutzt wie für die Erfassung der Inkrementalgebersignale, da das Prinzip identisch ist. In diesem Fall kommt eine Einfach-Auswertung zum Einsatz [S10]. Der DSP liest lediglich die Anzahl Impulse pro Sekunde aus und berechnet daraus das Drehmoment.

## **3.4 Leistungsmessung**

Zur Leistungsmessung steht ein Leistungsmessgerät *D6000* der Firma *Norma* zur Verfügung, welches insgesamt sechs Eingangskanäle besitzt, mit denen jeweils ein Strom und eine Spannung gemessen werden können. Des Weiteren können von bis zu vier Motoren Drehzahl- und Drehmomentsignale ausgewertet werden, um deren mechanische Leistungen zu erfassen. Die Abtastrate des Leistungsmessgeräts beträgt bis zu 70 kHz [D4].

Um die Wirkungsgrade des Pulswechselrichters und des Prüflings getrennt aufzeichnen zu können, müssen die DC-Leistung des zweiten Zwischenkreises, die AC-Leistung am Anschluss der PSM sowie die mechanische Leistung an der Welle gemessen werden.

Für die Ermittlung der elektrischen Leistung kommen zur Strommessung Stromwandler vom Typ *Danfysik Ultrastab 866* zum Einsatz, drei an den Zuleitun-

gen zur Maschine und einer hinter den Drosseln des DC/DC-Wandlers. Die Spannungen werden jeweils direkt gemessen, wobei für die Messung der Maschinenstrangspannungen ein externer Sternpunktbildner am Leistungsmessgerät genutzt wird.

Für die Messung der mechanischen Leistung werden das Inkrementalgebersignal der ASM sowie das Spannungssignal der Drehmomentmesswelle verwendet, die direkt im Messgerät ausgewertet werden.

Zusätzlich zu den Leistungen wird der Oberschwingungsgehalt der Maschinenstrangströme ermittelt, der im Messgerät wie folgt berechnet wird [D4]:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} \quad (3.4)$$

Für die Bestimmung des Oberschwingungsgehalts der Ströme muss das Leistungsmessgerät auf die Grundschwingungsfrequenz synchronisiert werden. Dies ist trotz der im Messgerät enthaltenen Filter insbesondere bei höheren Ausgangsfrequenzen nicht immer möglich, weshalb auf den externen Synchronisierungseingang des Geräts zurückgegriffen wird. Das Synchronisierungssignal wird dabei vom DSP geliefert.

Die Konfiguration und Bedienung des Leistungsmessgeräts sowie die Kommunikation während der automatisierten Messungen erfolgen vom PC aus über die in *LabVIEW* programmierten Messroutinen.

## 3.5 Pulswechselrichter und Modulation

### 3.5.1 Modulationsverfahren mit Referenzkurven

Die von der Regelung geforderte Spannung wird von einem Zweistufenwechselrichter mit Spannungszwischenkreis (Abb. 3.5) in Form einer getakteten Spannung an die Maschine angelegt. Die Erzeugung der Schaltzeitpunkte für die einzelnen Halbleiter wird dabei von einem Modulator vorgenommen.

Da in einem Brückenweig des Pulswechselrichters nie beide Transistoren gleichzeitig eingeschaltet sein dürfen, was einen Kurzschluss des Zwischenkreises zur Folge hätte, ergeben sich insgesamt acht nutzbare diskrete Schaltzustände. Aus den drei Ausgangsspannungen der Brückenweige ergibt sich der resultierende Raumvektor zu jedem Zeitpunkt zu

$$\underline{u} = \frac{2}{3} \cdot (u_{10} + \underline{a} \cdot u_{20} + \underline{a}^2 \cdot u_{30}). \quad (3.5)$$

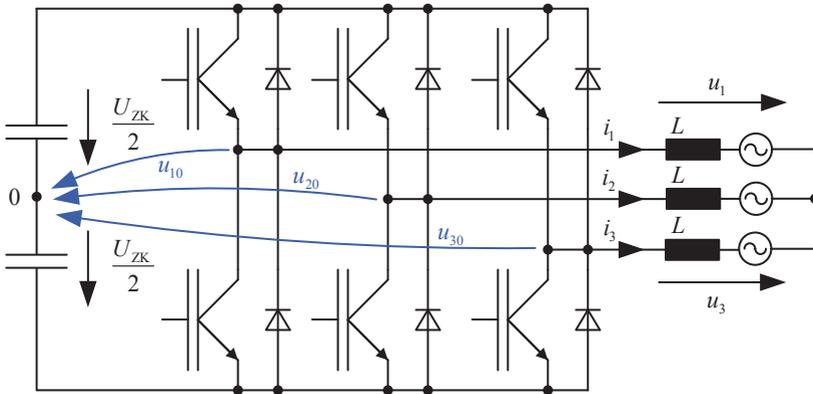


Abbildung 3.5: Pulswechselrichter mit dreiphasiger induktiver Last und Gegenspannung

Sechs der Raumzeiger der diskreten Schaltzustände spannen das Sechseck aus Abb. 3.6 auf. Die beiden restlichen Schaltzustände erzeugen einen Raumzeiger der Länge Null und liegen demnach im Ursprung in Abb. 3.6.

Soll nun ein beliebiger Spannungsraumzeiger am Ausgang erzeugt werden, so wird dies durch ein Umschalten zwischen den beiden benachbarten diskreten Spannungsraumzeigern erreicht. Durch zusätzliches Schalten eines oder beider Raumzeiger der Länge Null kann neben dem Winkel des resultierenden Raumzeigers die Länge eingestellt werden. Der Mittelwert der Ausgangsspannung über ein festes Zeitintervall  $T_A$  ergibt den gewünschten Sollwert.

Zur Berechnung der Schaltzeitpunkte existieren verschiedene bekannte Verfahren. Die auf dem verwendeten Prüfstand eingesetzten Modulationsverfahren mit Referenzkurvenvergleich werden im Folgenden erläutert.

### Unterschwingungsverfahren

Bei der Dreieck-Sinus-Modulation (Unterschwingungsverfahren) werden die von der Stromregelung berechneten Sollwerte  $u_{1,2,3}^*$  der drei Maschinenstrangspannungen dem Vergleich mit einem Dreieckssignal zugeführt. Für den Wertebereich des Dreieckssignals bietet sich  $0 \dots 1$  an, da der übergebene Wert dann

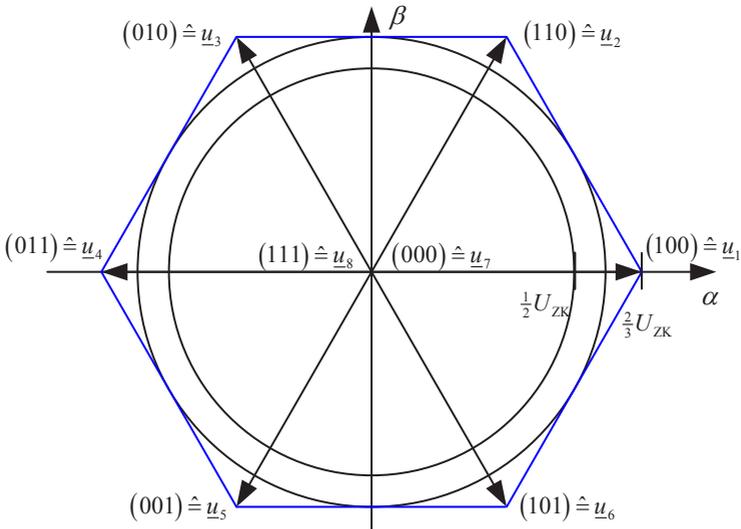


Abbildung 3.6: Schaltzustände und Aussteuerbereich der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung

dem Aussteuergrad des jeweiligen Brückenzeigs zugeordnet werden kann. Die Referenzwerte müssen entsprechend für diesen Bereich normiert werden:

$$u_{\text{ref},123} = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{2 \cdot u_{123}^*}{U_{ZK}} + 1 \right) \quad (3.6)$$

Im stationären Betrieb mit sinusförmigen Ausgangsspannungen haben die drei Referenzsignale die Form

$$u_{\text{ref},1}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot [1 + M \cdot \cos \omega t] \quad (3.7)$$

$$u_{\text{ref},2}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \left[ 1 + M \cdot \cos \left( \omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.8)$$

$$u_{\text{ref},3}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \left[ 1 + M \cdot \cos \left( \omega t - \frac{4 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.9)$$

### 3 Prüfstands Aufbau und Messanordnung

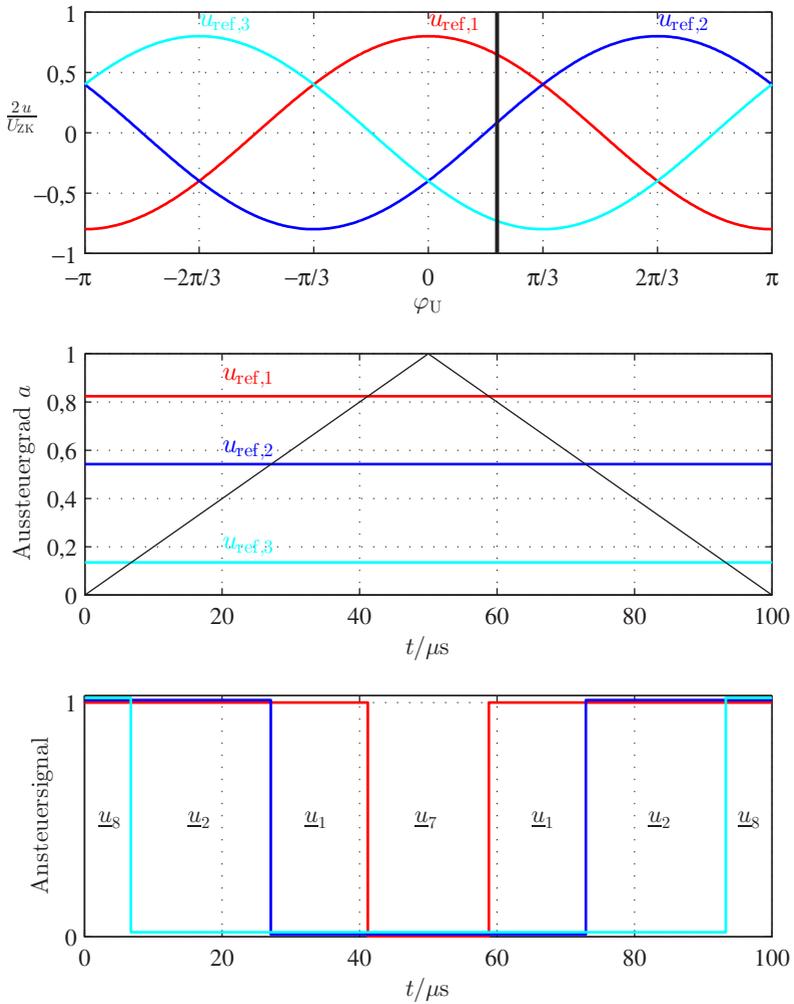


Abbildung 3.7: Ermittlung der Schaltzeitpunkte mit dem Unterschwingungsverfahren

mit dem Modulationsgrad  $M = \frac{\hat{U}}{U_{ZK}/2} \in \{0 \dots 1\}$ . Der Winkel  $\omega t = \varphi_U$  gibt die Position des Mittelwerts des Spannungsraumzeigers im betreffenden Pulsintervall an.

In Abb. 3.7 oben ist der Verlauf der drei Referenzkurven für eine Grundschwingungsperiode abgebildet. Der Modulationsgrad beträgt  $M = 0,8$ . Darunter ist der mit einem schwarzen Strich markierte Zeitausschnitt mit dem Winkel  $\varphi_U = 0,2\pi$  zeitlich stark vergrößert dargestellt, so dass das hochfrequente Dreieckssignal den Wertebereich von 0 bis 1 insgesamt zweimal durchläuft. Die Schnittpunkte der Referenzwerte mit dem Referenzsignal stellen direkt die Schaltzeitpunkte dar, wie im untersten Bild zu erkennen ist. Die Rechteckkurven entsprechen den logischen Ansteuersignalen für die Brückenzeige.

### Modulationsverfahren mit additiver Nullkomponente

Der maximale Wert der Strangausgangsspannung und somit die maximale Amplitude kann beim Unterschwingungsverfahren  $|\underline{u}_{s,\max}| = \hat{U}_{\max} = \frac{U_{ZK}}{2}$  betragen. Damit können alle Spannungsraumzeiger innerhalb des inneren Kreises aus Abb. 3.6 erreicht werden.

Die Amplitude der Ausgangsspannungen lässt sich erhöhen, indem für die Referenzwertbildung eine für alle drei Phasen gleiche Nullkomponente zum Sollwert der Strangspannungen hinzuaddiert wird. Dies hat keinen Einfluss auf die sich ergebenden Strangspannungen in der Maschine, erweitert aber den Stellbereich des Pulswechselrichters für sinusförmige Ausgangsspannungen um den Faktor  $2/\sqrt{3}$ , nunmehr entsprechend dem äußeren Kreis in Abb. 3.6.

Die bekannten Modulationsverfahren mit Nullkomponenten lassen sich in zwei Gruppen einteilen: Bei den *kontinuierlichen Modulationsverfahren* wird jeder Brückenweig in jeder Abtastperiode zweimal umgeschaltet, wodurch jeweils beide Nullspannungsraumzeiger verwendet werden. Bei den *diskontinuierlichen Modulationsverfahren* hingegen gibt es für jeden Brückenweig Bereiche von insgesamt  $\frac{1}{3}$  der Grundschwingungsperiode, in denen keine Schalthandlung stattfindet. Es wird jeweils nur einer der beiden Freilaufzustände genutzt.

Von den auf dem Prüfstand implementierten Verfahren zählen die Injektion einer dritten Harmonischen sowie die sogenannte Supersinus Modulation zu den kontinuierlichen Verfahren. Die restlichen Verfahren, wegen der Form ihrer Nullkomponente auch Flattop Verfahren genannt, zählen zu den diskontinuierlichen Modulationsverfahren.

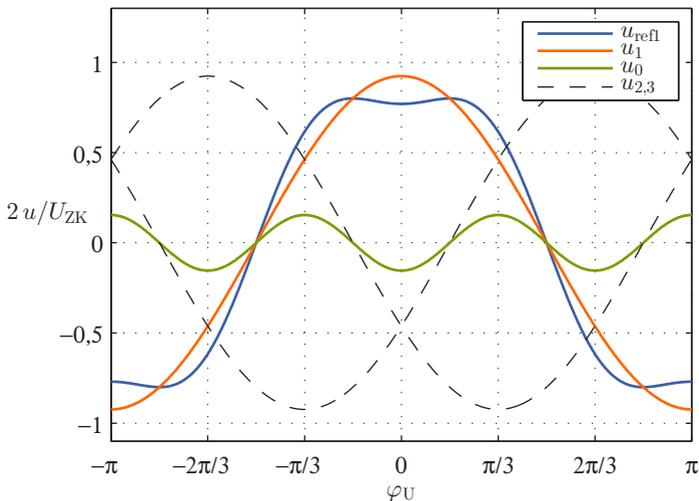


Abbildung 3.8: Nullkomponente und Referenzkurve bei Injektion einer dritten Harmonischen

### Injektion einer dritten Harmonischen

Durch Hinzufügen einer dritten Harmonischen zu den Sollwerten der drei Strangspannungen wird neben einer Erhöhung der Strangspannungsamplitude eine Verringerung der Stromverzerrungen in der Maschine erreicht. Je nach Optimierungsziel variiert die Amplitude der dritten Harmonischen zwischen  $M_3 = \frac{M}{6}$  für maximale Aussteuerung und  $M_3 = \frac{M}{4}$  für minimale Stromober-schwingungen [51]. Die Unterschiede in den Verzerrungen sind dabei jedoch nur sehr gering [66].

Die Berechnung der Nullkomponente wird wie folgt durchgeführt:

$$u_0 = -M_3 \cdot \cos(3 \cdot \omega t) \tag{3.10}$$

Die Zeitverläufe der Nullkomponente und des Referenzsignals einer Phase sind in Abb. 3.8 dargestellt.

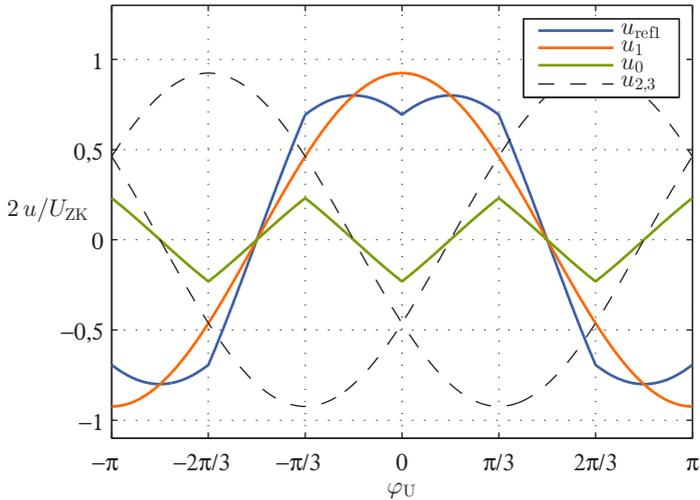


Abbildung 3.9: Nullkomponente und Referenzkurve bei Supersinus Modulation

### Supersinus Modulation

Die Erhöhung der Strangspannungsamplitude lässt sich in gleichem Maße erreichen, indem die Freilaufzustände auf zwei gleich lange Zeitintervalle am Beginn und am Ende einer halben Pulsperiode verteilt werden [51].

Zur Ermittlung der dafür notwendigen Nullkomponente werden die Sollwerte der drei Strangspannungen herangezogen:

$$u_0 = -\frac{u_{s,\max} + u_{s,\min}}{2} \quad (3.11)$$

Durch Addition dieser Nullkomponente werden die Referenzsignale so verschoben, dass Maximal- und Minimalwert symmetrisch um die Nulllinie liegen. Es ergibt sich ein dreieckähnliches Signal mit der Amplitude  $\frac{1}{4} \cdot \hat{U}_s$  [67]. Die Zeitverläufe von  $u_0$  und  $u_{\text{ref},1}$  sind in Abb. 3.9 dargestellt.

### Diskontinuierliche Modulationsverfahren

Bei den diskontinuierlichen Modulationsverfahren wird eine derartige Nullkomponente zu den Sollspannungen addiert, dass sich ständig eine der Ausgangs-

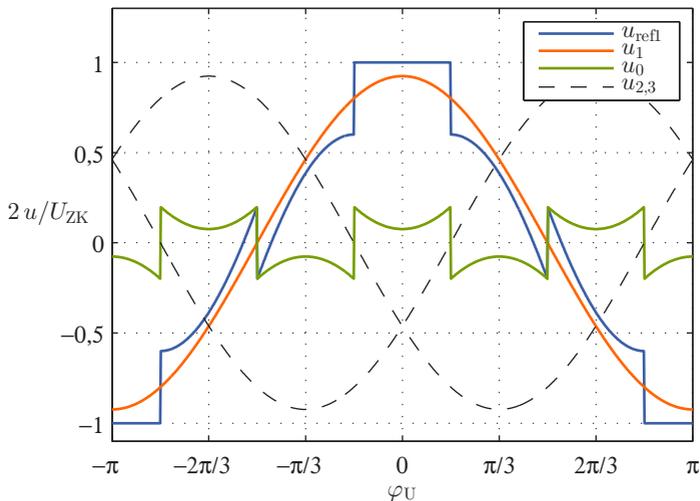


Abbildung 3.10: Nullkomponente und Referenzkurve bei der symmetrischen Flattop Modulation

spannungen auf dem Potential  $\pm U_{ZK}/2$  befindet. Der entsprechende Zweig des Pulswechselrichters wird in diesen Intervallen nicht geschaltet.

Gegenüber den vorher beschriebenen kontinuierlichen Modulationsverfahren hat dies bei gleicher Modulationsperiode eine Reduzierung der Anzahl an Schalthandlungen pro Grundschwingungsperiode um  $1/3$  zur Folge. Die mittlere Schaltfrequenz der einzelnen Leistungshalbleiter wird somit verringert. Durch Erhöhen der Frequenz des Dreiecksignals um den Faktor  $3/2$  lässt sich die gleiche mittlere Schaltfrequenz wie bei den kontinuierlichen Verfahren einstellen, wodurch die Oberschwingungen in den Ausgangsströmen verringert werden [51].

Die im Folgenden beschriebenen verschiedenen diskontinuierlichen Modulationsverfahren unterscheiden sich lediglich darin, in welche Intervalle der Grundschwingungsperiode die Umschaltpausen der Umrichterzweige gelegt werden.

### Symmetrische Flattop Modulation

Bei der symmetrischen Flattop Modulation werden die umschaltfreien Blöcke symmetrisch um die Maxima und Minima der Ausgangsstrangspannungen ge-

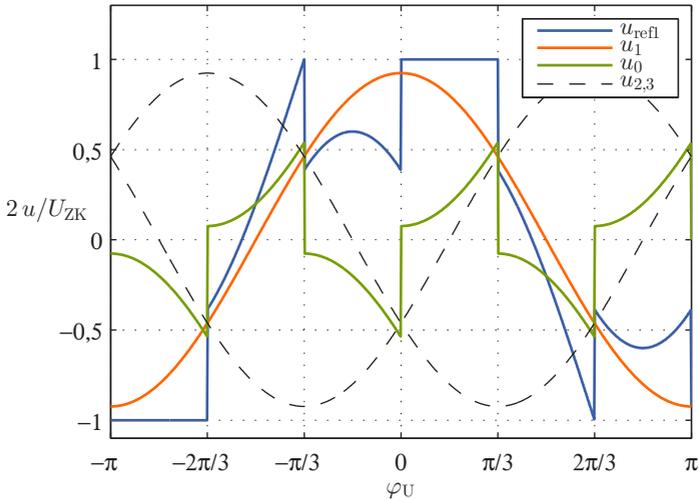


Abbildung 3.11: Nullkomponente und Referenzkurve bei der nacheilenden Flattop Modulation

legt. Die Nullkomponente entspricht somit der Differenz aus der betragsmäßig größten Strangspannung und  $U_{ZK}/2$ :

$$u_0 = \max(|u_1|, |u_2|, |u_3|) - \frac{U_{ZK}}{2} \quad (3.12)$$

Die zugehörigen Zeitverläufe sind in Abb. 3.10 abgebildet.

### Nacheilende Flattop Modulation

Wird die umschaltfreie Pause gegenüber den Maxima und Minima der Strangspannungen um  $\frac{\pi}{6}$  verschoben, so fallen sämtliche Sprünge im Verlauf der Nullkomponente mit den Schnittpunkten der Strangspannungen zusammen. Es ergibt sich eine Art Nacheilen der Umschaltpause gegenüber der jeweiligen Spannung, wie in Abb. 3.11 zu sehen ist.

### Aufgeteilte Flattop Modulation

Die Umschaltpause eines Brückenzeigs kann auch in zwei  $30^\circ$  breite Blöcke aufgeteilt werden, die um das Spannungsmaximum bzw. -minimum der jeweili-

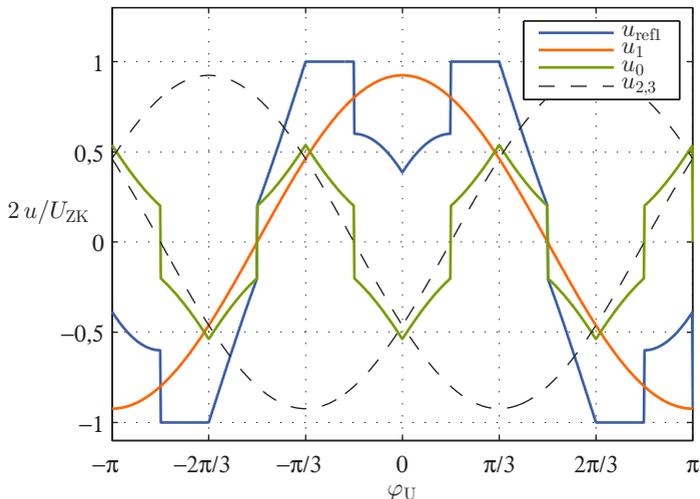


Abbildung 3.12: Nullkomponente und Referenzkurve bei der aufgeteilten Flattop Modulation

gen Ausgangsphase herum gelegt werden. Damit ergeben sich die Zeitverläufe aus Abb. 3.12.

Der Vorteil dieses Modulationsverfahrens sind die geringeren Oberschwingungen im Ausgangsstrom [51].

### Flattop Modulation mit Nachführung nach dem Strommaximum

Zur gezielten Verringerung der Schaltverluste im Pulswechselrichter lässt sich die umschaltfreie Pause einer Ausgangsphase innerhalb der Grenzen  $[-\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{3}]$  derart verschieben, dass der entsprechende Brückenweig genau während des Strommaximums nicht geschaltet wird.

Da sich die umschaltfreie Pause jedoch nur begrenzt verschieben lässt, kann die Stromnachführung nicht bedingungslos durchgeführt werden. So wird für Lastphasenwinkel  $\varphi > \left| \frac{\pi}{6} \right|$  die nacheilende bzw. voreilende Flattop Modulation gewählt. Im Fall  $\varphi > \left| \frac{\pi}{2} \right|$  kann durch Umschalten auf die aufgeteilte Flattop Modulation erreicht werden, dass die umschaltfreien Pausen in den Bereichen mit den größten Strombeträgen liegen.

Zur Ermittlung der Nullkomponente müssen neben den Ausgangsspannungen bei diesem Verfahren entsprechend die Ströme bzw. der Lastphasenwinkel

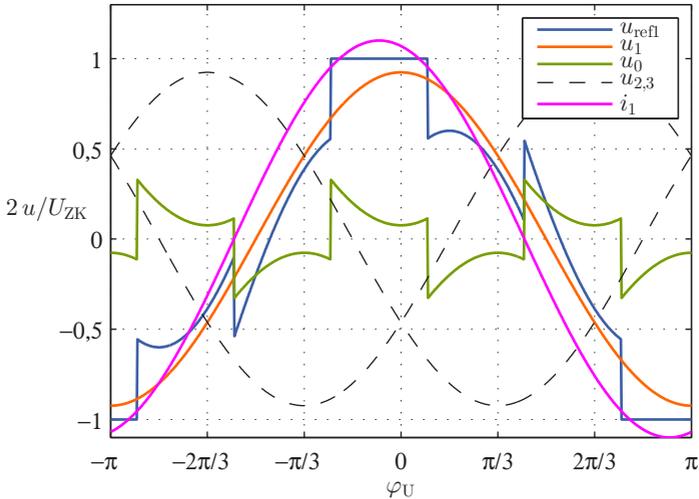


Abbildung 3.13: Nullkomponente und Referenzkurve bei der Flattop Modulation mit Nachführung nach dem Strommaximum

$\varphi = \varphi_U - \varphi_i$  herangezogen werden. Dies kann im rotierenden Koordinatensystem anhand des Sollstromraumzeigers  $\underline{i}_s^*$  und des von der Regelung berechneten Spannungsraumzeigers  $\underline{u}_s$  erfolgen, indem die Differenz der beiden Winkel gebildet wird.

### 3.5.2 Nichtlinearitäten des Pulswechselrichters

Im Betrieb des Pulswechselrichters treten aufgrund der begrenzten Schaltgeschwindigkeiten der Halbleiter Nichtlinearitäten auf, die für gute Regelergebnisse beachtet bzw. kompensiert werden sollten.

#### Verriegelungszeiten und deren Kompensation

Zwischen dem Abschalten eines IGBTs im Brückenweig und dem anschließenden Einschalten des komplementären Transistors muss eine Verriegelungszeit eingehalten werden, damit der Zwischenkreis nicht kurzgeschlossen wird. Während der Zeit, in der beide Transistoren ausgeschaltet sind, hängt es von der Stromrichtung ab, welchen Wert die Ausgangsspannung des entsprechenden Brückenzeigs annimmt (Abb. 3.14).

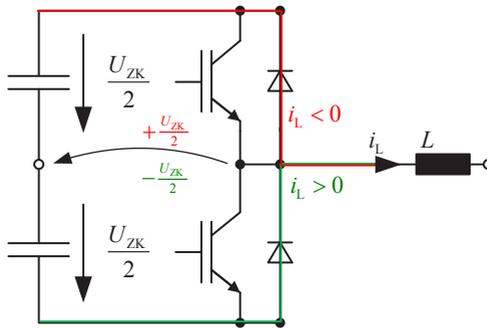


Abbildung 3.14: Von der Stromrichtung abhängige Ausgangsspannung eines Brückenweigs während der Verriegelungszeit

Die Kompensation der Verriegelungszeiten wird durch ein Verschieben der Ansteuersignale gegenüber dem von der Regelung geforderten Umschaltzeitpunkt realisiert. Anhand der Stromrichtung im jeweiligen Brückenweigs wird dabei zwischen den verschiedenen Fällen unterschieden, die in Abb. 3.15 schematisch dargestellt sind:

Bei positivem Ausgangsstrom  $i_L$  vom Umrichter zur Last fließt der Strom zu Beginn der Taktperiode über den eingeschalteten oberen Transistor. Unmittelbar nach dem Abschalten des oberen Transistors kommutiert der Strom auf die untere Diode (siehe Abb. 3.14). Der Transistor muss demnach zum gewünschten Umschaltzeitpunkt ausgeschaltet sein. Dies wird erreicht, indem das Ansteuersignal genau um die Dauer der Signallaufzeit  $t_L$  vor dem gewünschten Umschaltzeitpunkt von logisch HIGH auf LOW springt.

Der untere Transistor wird anschließend, verzögert um die einzuhaltende Verriegelungszeit, eingeschaltet. Da der Strom weiter über die untere Diode fließt, ist der genaue Einschaltzeitpunkt von verminderter Bedeutung.

In der zweiten Hälfte der Taktperiode muss der Strom zum gewünschten Umschaltzeitpunkt wieder auf den oberen Transistor kommutiert sein. Aus diesem Grund wird der untere Transistor bereits um die Summe aus Verriegelungszeit und Signallaufzeit verfrüht abgeschaltet, damit der obere Transistor zum Zeitpunkt  $t_{\text{Schalt}} - t_L$  wieder eingeschaltet werden kann und die Ausgangsspannung zum richtigen Zeitpunkt ihr Vorzeichen wechselt.

Bei negativem Ausgangsstrom drehen sich die Verhältnisse um:

Der untere Transistor muss jeweils zum gewünschten Umschaltzeitpunkt den Strom übernommen haben bzw. wieder abgeschaltet haben. Die Ansteuersigna-

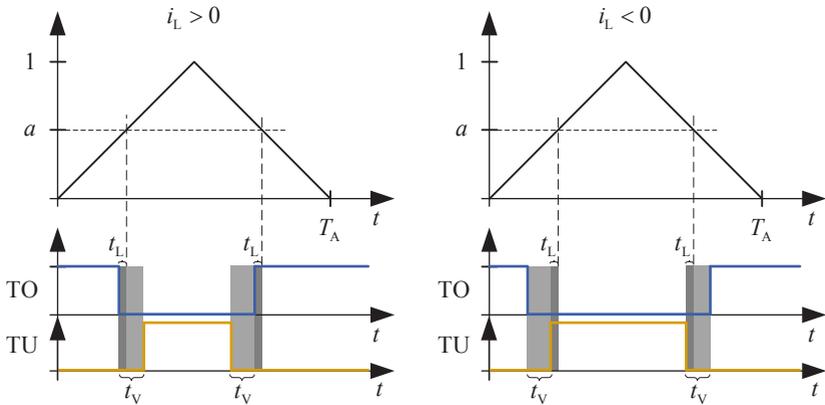


Abbildung 3.15: Kompensation von Verriegelungszeit  $t_V$  und Signallaufzeit  $t_L$  bei der Ansteuerung der Transistoren eines Brückenzeugs.  
TO: oberer Transistor. TU: unterer Transistor.

le werden vom Modulator entsprechend zu diesen Zeitpunkten angelegt, vorgezogen um die Signallaufzeiten. Das Ansteuersignal des oberen Transistors wird jeweils um die Verriegelungszeit verschoben, beim Abschalten nach vorne, beim Einschalten nach hinten.

Die Zeitdauer, innerhalb der ein IGBT nach der Änderung des Ansteuersignals die Schalthandlung tatsächlich vollendet hat, ist nicht konstant und hängt sowohl von der Temperatur als auch vom Ausgangsstrom ab. So müssen parasitäre Kapazitäten im IGBT umgeladen werden, die stromabhängig sind [68]. Als Folge können die Ausgangsspannungen noch einige Zeit länger anliegen als von der Ansteuerung gefordert. Die Schaltdauer kann in gewissen Grenzen bei der Kompensation der Signallaufzeiten mit berücksichtigt werden, indem die Ansteuersignale entsprechend weiter zeitlich vorgezogen werden. Ein gewisser Fehler in der Spannungszeitfläche wird jedoch immer entstehen, da die Kompensation nicht ideal arbeiten kann.

### Verringerung des maximalen Modulationsgrads durch Mindesteinschaltzeiten

Aufgrund der einzuhaltenden Mindesteinschaltzeiten der Halbleiter [68, D5] existieren innerhalb des maximalen Aussteuerbereichs Ausschnitte, die von der

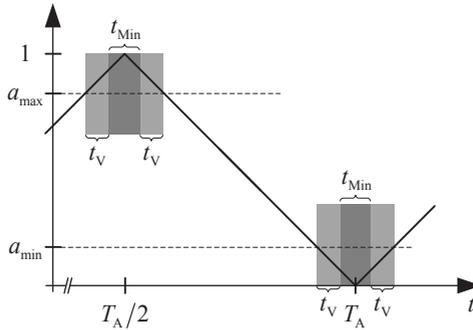


Abbildung 3.16: Auswirkung von Mindesteinschalt- und Verriegelungszeit auf den minimalen und maximalen Aussteuergrad eines Brückenzeigs

Modulation nicht erreicht werden können. Die Lage und Fläche dieser verbotenen Zonen [12] variiert je nach verwendetem Modulationsverfahren.

Da in dieser Arbeit insbesondere das Verhalten an der Spannungsgrenze von Interesse ist, werden die Auswirkungen des Modulationsverfahrens lediglich für die Verringerung der maximalen Aussteuerung genauer untersucht:

Der Aussteuergrad eines Umrichterzeigs beträgt

$$a = \frac{u_{1,2,3}}{U_{ZK}} + \frac{1}{2}. \quad (3.13)$$

Aufgrund der einzuhaltenden Mindesteinschalt- und Verriegelungszeiten muss  $a$  im Bereich

$$\frac{t_{Ver} + t_{Min}/2}{T_A/2} \leq a \leq 1 - \frac{t_{Ver} + t_{Min}/2}{T_A/2} \quad (3.14)$$

liegen (siehe Abb. 3.16).

Unter Verwendung von Gl. (3.13) ergibt sich damit für die maximal erreichbare Strangspannung

$$\left( -\frac{1}{2} + \frac{2t_V + t_{Min}}{T_A} \right) U_{ZK} \leq u_{1,2,3} \leq \left( \frac{1}{2} - \frac{2t_V + t_{Min}}{T_A} \right) U_{ZK}. \quad (3.15)$$

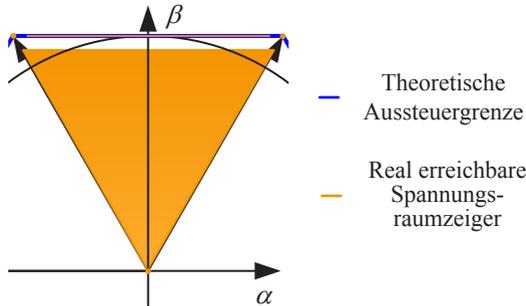


Abbildung 3.17: Qualitative Darstellung des Bereichs der erreichbaren Spannungsraumzeiger unter Beachtung der Mindesteinschalt- und Verriegelungszeiten

Für die Ermittlung der maximalen Raumzeigerlänge wird die Raumzeigerdefinition unter Beachtung von Gl. (3.15) beim Spannungsraumzeigerwinkel  $\varphi_U = \frac{\pi}{2}$  ausgewertet, bei dem zwei der Strangspannungen ihren Minimal- bzw. Maximalwert annehmen.

Bei den kontinuierlichen Modulationsverfahren werden alle Phasen einmal pro Taktperiode umgeschaltet, so dass gilt:

$$\begin{aligned} |u_{s,\max,\text{kont}}| &= \left| \frac{2}{3} U_{\text{ZK}} \left[ \underline{a} \left( -\frac{1}{2} + \frac{2t_V + t_{\text{Min}}}{T_A} \right) + \underline{a}^2 \left( \frac{1}{2} - \frac{2t_V + t_{\text{Min}}}{T_A} \right) \right] \right| \\ &= \frac{1}{\sqrt{3}} U_{\text{ZK}} \left[ 1 - \frac{2(2t_V + t_{\text{Min}})}{T_A} \right] \end{aligned} \quad (3.16)$$

Der Radius des Innenkreises, innerhalb dem die erreichbaren Spannungsraumzeiger liegen, wird somit für die kontinuierlichen Modulationsverfahren um den Anteil

$$\varepsilon_{\text{kont}} = \frac{2(2t_V + t_{\text{Min}})}{T_A} \quad (3.17)$$

verringert.

Bei den verwendeten *SKiiP*-Modulen beträgt die empfohlene Mindesteinschaltzeit für die Dioden  $t_{\text{Min}} = 3 \mu\text{s}$ , die Verriegelungszeit wird mit ebenfalls  $t_V = 3 \mu\text{s}$  angegeben [D2, D5]. Für eine Taktfrequenz von  $f_T = 8 \text{ kHz}$  bzw. eine Abtastperiode von  $T_A = 125 \mu\text{s}$  verringert sich der maximale lineare Aussteuerbereich damit um 14,4 %.

Kommen hingegen diskontinuierliche Modulationsverfahren zum Einsatz, wird innerhalb eines Taktintervalls jeweils nur ein Freilaufzustand genutzt, da einer der Stränge fest auf  $\pm \frac{U_{ZK}}{2}$  geklemmt ist. Der lineare Aussteuerbereich wird damit etwas größer und reduziert sich gegenüber der Theorie lediglich um 7,1 %. Die genannten Einschränkungen für die maximale Aussteuerung gelten jeweils nur, sofern überhaupt Freilaufzustände geschaltet werden sollen, der Sollspannungsraumzeiger also geringfügig kleiner ist als die theoretische Aussteuergrenze. Die Schaltzustände entlang der Grenze können für kontinuierliche wie diskontinuierliche Modulationsverfahren erreicht werden. Die resultierenden erreichbaren Raumzeiger sind in Abb. 3.17 für einen Ausschnitt des Sechsecks farbig eingezeichnet.

#### Vorwärtsspannungen der Halbleiter

An den IGBTs und Dioden des Pulswechselrichters fällt im leitenden Zustand eine Vorwärtsspannung ab, die bei der idealen Modellierung nicht berücksichtigt wird. Der Spannungsabfall kann dargestellt werden durch die Summe der Vorwärtsspannung, die konstant ist und bei den *SKiiP*-Modulen etwa 2,3 V beträgt, und einem differentiellen Widerstand, der den stromabhängigen Anteil darstellt. Der differentielle Widerstand  $r_{CE}$  wird im Datenblatt mit  $3,8 \dots 5,6 \text{ m}\Omega$  angegeben [D2]. Der tatsächliche Wert ist temperatur- und bauteilabhängig und bewegt sich innerhalb des angegebenen Bereichs.

Aufgrund der großen Toleranzen wurde in dieser Arbeit auf eine Kompensation der Vorwärtsspannungen verzichtet. Die durch die Vorwärtsspannungen auftretenden Differenzen in der Ausgangsspannung zwischen Soll- und Istwert werden in Kauf genommen und das Ausregeln der dadurch entstehenden Störungen wird den Stromreglern überlassen.

# 4

## Parameteridentifikation

Für die optimale Stromsollwertvorgabe zur Drehmomenterzeugung müssen die Maschinenparameter der PSM möglichst genau bekannt sein, da das Drehmoment in der Regel nicht gemessen wird und somit im offenen Regelkreis gesteuert wird [10]. Aufgrund der stromabhängigen Sättigungs- und Kreuzkopplungseffekte reicht es nicht aus, konstante Parameter zur Sollwertberechnung zu verwenden. Stattdessen wird auf Kennfelder zurückgegriffen, welche den gesamten Betriebsbereich der Maschine abdecken.

Zur Identifikation der Maschinenparameter und Kennfelderstellung für permanentmagneterregte Synchronmaschinen werden in der Literatur verschiedene Verfahren vorgeschlagen. Generell wird unterschieden zwischen der Berechnung der relevanten Maschinenkennfelder mittels FEM-Berechnungen, wozu die Maschinengeometrie und die eingesetzten Materialien bekannt sein müssen [32, 48, 49], und dem Ausmessen an der realen Maschine, welches in dieser Arbeit zum Einsatz kommt.

In der Literatur sind im Wesentlichen zwei verschiedenen Messverfahren vorgeschlagen:

Bei der *Messung mit festgebremster Maschine* wird die Maschine mit sprungförmigen Spannungen beaufschlagt und die Sprungantwort des Stroms aufgezeichnet. Anhand des zeitlichen Verlaufs des Stroms und dem stationären Endwert werden die Parameter der Stromregelstrecke bestimmt [32, 69]. Vorteile bei dieser Art der Messung sind eine genaue Kenntnis der für die Dynamik entscheidenden differentiellen Induktivitäten und die Möglichkeit, die Messung ohne

Prüfstand mit Lastmaschine durchführen zu können. Nachteilig sind die fehlenden Aussagen über Flussverkettungen und Drehmomentcharakteristiken sowie die Notwendigkeit der Fixierung des Rotors [33].

Für die *Messung im stationären Betrieb* werden bei einer festen Drehzahl der Maschine verschiedene Stromkombinationen  $i_d$ ,  $i_q$  eingeprägt. Anhand der stationären Maschinengleichungen können unter Kenntnis der angelegten Spannungen Rückschlüsse auf die Flussverkettungen gezogen werden [5, 34, 48]. Durch die Verwendung einer entsprechenden Messwelle kann zusätzlich das Drehmoment aufgezeichnet werden. Nachteilig bei dieser Art der Messung sind der benötigte Maschinenprüfstand sowie der hohe Zeitaufwand, da sehr viele Messpunkte angefahren werden müssen [33].

In dieser Arbeit wurde die Messung auf dem Prüfstand mit stationären Betriebspunkten herangezogen.

### 4.1 Messverfahren und Stützpunktverteilung

Im stationären Betrieb verschwinden sämtliche Ableitungen der elektrischen Größen in den Maschinengleichungen, so dass sich folgende Zusammenhänge ergeben:

$$u_d = R_s \cdot i_d - \omega \cdot \psi_q \quad (4.1)$$

$$u_q = R_s \cdot i_q + \omega \cdot \psi_d \quad (4.2)$$

Um daraus die Flussverkettungen in Abhängigkeit von den Strömen zu erhalten, lassen sich die Gleichungen entsprechend umstellen:

$$\psi_d(i_d, i_q) = \frac{u_q - R_s \cdot i_q}{\omega} \quad (4.3)$$

$$\psi_q(i_d, i_q) = \frac{u_d - R_s \cdot i_d}{\omega} \quad (4.4)$$

Gemessen werden müssen somit die Strangströme der Maschine sowie der Rotorpositionswinkel, um daraus die beiden Stromkomponenten  $i_d$  und  $i_q$  berechnen zu können. Die elektrische Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  der Maschine muss ebenfalls bekannt sein. Die Spannungskomponenten  $u_d$  und  $u_q$  können entweder aus den gemessenen Strangspannungen bestimmt werden, was durch Mittelwertbildung der mit 1,5 MSample/s abgetasteten getakteten Spannungen möglich ist, oder direkt aus den Sollspannungen der Regelung entnommen werden.

In diesem Fall müssen sämtliche Nichtlinearitäten des speisenden Wechselrichters bekannt sein, um mit korrekten Spannungen rechnen zu können [34].

Für die Flussverkettungsberechnung muss des Weiteren der Widerstand möglichst exakt bekannt sein. Dieser besitzt jedoch eine Temperaturabhängigkeit, welche bei Nichtbeachtung einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss auf die Genauigkeit der Messergebnisse hat. In dieser Arbeit wurde dies dadurch umgangen, dass sämtliche Betriebspunkte während der Kennfeldmessung bei möglichst konstanter Temperatur angefahren wurden. Der Widerstand wurde im Anschluss an die Kennfeldmessung bei der gleichen Temperatur per DC-Messung ermittelt. Somit ist in guter Näherung gewährleistet, dass die Auswertung der Messdaten mit einem korrekten Widerstandswert durchgeführt wird.

Da die Flussverkettungen  $\psi_d$  und  $\psi_q$  Funktionen der Stromkomponenten  $i_d$  und  $i_q$  sind, müssen für die Kennfeldmessung möglichst viele Punkte der Stromebene  $i_{d,q}$  angefahren werden. Hier ist ein Kompromiss zu finden zwischen der Genauigkeit der zu erstellenden Kennfelder, welche von der Anzahl der Stützstellen und deren Abständen abhängt, sowie der Dauer der Messung, die mit steigender Anzahl Stützstellen ebenfalls zunimmt.

In Kapitel 2.2 wird der sinnvolle Betriebsbereich der PSM mit eingebetteten Magneten dargestellt. Er wird begrenzt durch die MMPA-Kennlinie, den Kreis des maximalen Strombetrags sowie die MMPV-Kennlinie, sofern vorhanden. Anhand der Herstellerangaben lässt sich mit den Gleichungen aus Kapitel 2.2 bereits eine grobe Abschätzung dieses Betriebsbereichs vornehmen. Der Bereich oberhalb der MMPA-Kennlinie und außerhalb des maximalen Strombetrags kann dann von der Messung ausgenommen werden, um die Anzahl der Messpunkte zu verringern und damit die Messdauer zu verkürzen.

Die Verteilung der Stützstellen für die Kennfeldmessung sollte innerhalb des Betriebsbereichs möglichst homogen sein, um später durch Interpolation gute Ergebnisse erzielen zu können. Die beiden naheliegendsten und auch in der Literatur verwendeten Arten der Stützstellenerzeugung sind eine äquidistante Verteilung der Strompunkte in kartesischen Koordinaten [5] sowie eine äquidistante Verteilung in Polarkoordinaten über Betrag und Winkel [33]. Beide Verfahren besitzen jedoch Nachteile [E7]: Die Stützstellen im kartesischen Koordinatensystem sind zwar sehr homogen verteilt, allerdings ergeben sich Probleme an den Randstellen des Messbereichs. Insbesondere die kreisförmige Stromgrenze lässt sich schlecht in dieser Verteilung abbilden.

In Polarkoordinaten bestehen diese Probleme nicht, da die Randstellen exakt auf einem Kreis liegen können. Allerdings ist hier die Dichte der Messpunkte nahe dem Ursprung sehr hoch, während diese auf dem Maximalstromkreis vergleichsweise weit entfernt voneinander liegen. Dadurch entstehen Ungenau-

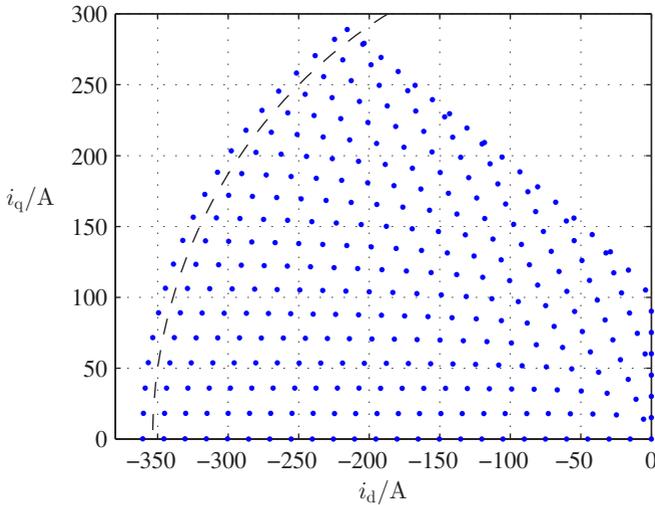


Abbildung 4.1: Messpunkte in der  $d, q$ -Ebene für die Kennfeldmessung

igkeiten in der späteren Interpolation durch die Messdaten in diesem Bereich. Zudem erhöhte die hohe Stützstellendichte nahe dem Ursprung die Messdauer, ohne relevante Informationen zu liefern.

Eine nicht äquidistante Stützstellenverteilung lässt sich hingegen für beide Darstellungsarten schwierig automatisiert erzeugen.

Die genannten Nachteile lassen sich umgehen, indem eine Stützstellenverteilung in Polarkoordinaten mit äquidistanten Stromraumzeigerbeträgen und äquidistanten Kreisbogenabständen vorgenommen wird. Unter Vorgabe der Anzahl der verschiedenen Strombeträge  $n_{|i|}$  und der Anzahl der Punkte  $n_{i_{s,max}}$  auf dem Maximalstromkreis beträgt der Abstand der Punkte auf dem Kreisbogen

$$\Delta\Theta = |i_{s,max}| \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{n_{i_{s,max}}} \quad (4.5)$$

Mit diesem Abstand werden jeweils ausgehend von der  $d$ -Achse für alle weiteren Stromraumzeigerbeträge die übrigen Stützstellen erzeugt. Um den Bereich oberhalb der MMPA-Kennlinie auszusparen, wird dabei eine Grenze vor der  $q$ -Achse festgelegt, ab der keine Punkte mehr angefahren werden.

Auf diese Weise wird eine homogene Verteilung der Stützstellen erreicht, die die Randstellen des Maximalstromkreises sauber abdeckt und den für den Betrieb nicht relevanten Betrieb nahe der  $q$ -Achse für hohe Ströme auslässt.

Die so erzeugten Stützstellen für eine IPMSM mit  $I_{\max} = 300$  A sind in Abb. 4.1 dargestellt. Der Maximalbetrag der Stromstützstellen wurde dabei um 2 % höher als der Maximalstrom für den Betrieb gewählt, damit in der Auswertung eine Interpolation entlang der Randstellen des Maximalstromkreises erfolgen kann.

Um ein symmetrisches Kennfeld der Flussverkettungen für den gesamten Betriebsbereich als Ergebnis zu erhalten, werden die Messpunkte an der  $d$ -Achse gespiegelt. Somit wird die gesamte linke Halbebene bis auf die beschriebenen ausgesparten Bereiche vermessen.

## 4.2 Messablauf

Die Kennfeldmessung wird automatisiert über einen Automaten in der *LabVIEW*-basierten Steueroberfläche für den Prüfstand durchgeführt [S11]. Der Ablauf der Messung ist in Abb. 4.2 abgebildet.

Zu Beginn wird der Maschinensatz der Belastungsmaschine auf eine Drehzahl von  $1000 \text{ min}^{-1}$  beschleunigt. Um die Temperatur in der Maschine während der Messung möglichst konstant zu halten, wird diese anhand des enthaltenen Temperatursensors ausgewertet. Ist die Maschine wärmer als gewünscht, werden die Ströme klein gehalten, bis die für die Messung vorgesehene Temperatur erreicht ist. Ist die Maschine hingegen kälter, wird sie über einen betragsmäßig hohen  $d$ -Strom erwärmt, ohne dabei ein großes Drehmoment zu erzeugen.

Anschließend werden die Stromkomponenten der aktuellen Stützstelle eingepreßt. Dadurch wird ein Drehmoment angelegt, auf das der Drehzahlregler der Belastungsmaschine reagiert, um den Maschinensatz weiterhin auf der vorgegebenen Drehzahl zu halten. Nachdem dieser Übergangsvorgang vorüber ist, befindet sich die Maschine in einem stationären Zustand. Damit wird die Exportfunktion des Steuerprogramms getriggert, mit der die letzten 1000 abgetasteten Werte der ausgewählten Variablen auf dem PC abgespeichert werden. Bei einer Abtastperiode von  $125 \mu\text{s}$  wird damit der abgetastete Zeitverlauf über 125 ms exportiert.

Sofern noch nicht alle Messpunkte angefahren wurden, wird anschließend wieder in den Temperierzustand gewechselt und die Schleife erneut durchlaufen. Andernfalls wird der Maschinensatz abgebremst und die Messung beendet.

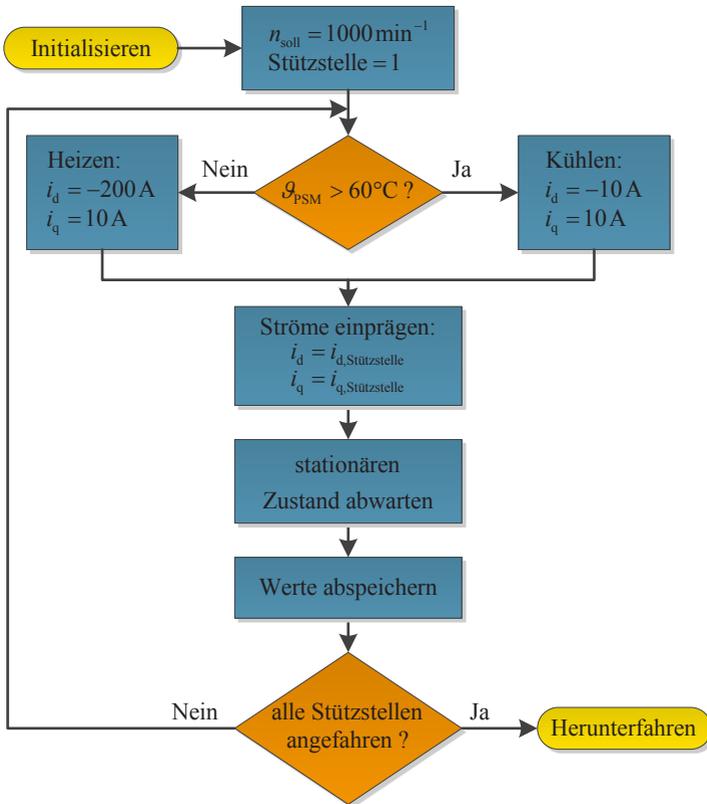
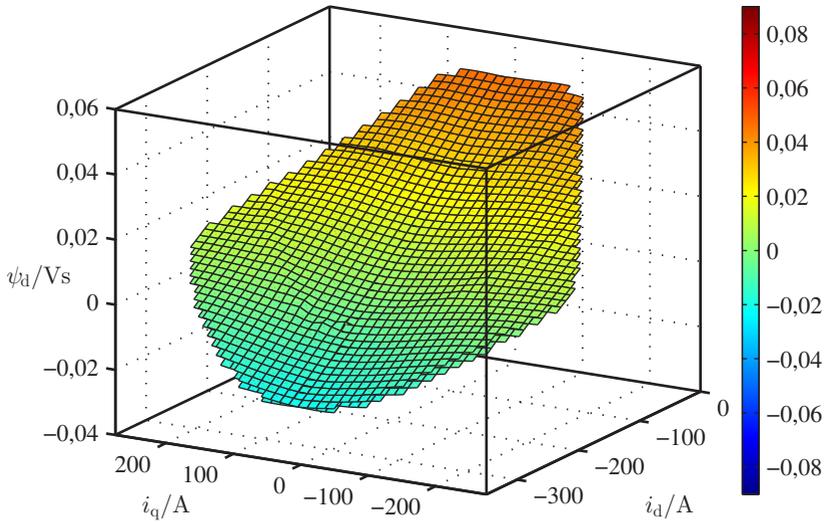


Abbildung 4.2: Ablaufdiagramm der automatisierten Kennfeldmessung

### 4.3 Auswertung

Für die Auswertung der aufgezeichneten Daten wird zunächst zu jeder gemessenen Größe der Mittelwert über die 1000 gespeicherten Messwerte einer Stützstelle gebildet, um einzelne Messfehler zu unterdrücken. Zusätzlich wird jeweils der Mittelwert der Messpunkte im generatorischen und motorischen Betrieb berechnet, um so die in den Messdaten enthaltenen Eisenverluste herauszurechnen [69]. Anschließend werden Gl. (4.3) und (4.4) ausgewertet, um zu jedem eingepprägten Strompaar  $i_d$ ,  $i_q$  die zugehörigen Flussverkettungen  $\psi_d$  und  $\psi_q$  zu erhalten. Damit sind die Flussverkettungen in jeder der in der Messung ange-

Abbildung 4.3: Flussverkettung  $\psi_d$ 

fahrenen Stützstellen bestimmt. Für die weitere Verwendung zur Berechnung der Stromsollwerte für jeden beliebigen Betriebspunkt, die unterlagerte Stromregelung nach Kapitel 6 sowie die Parametrierung des verwendeten Simulationsmodells werden jedoch auch nicht explizit gemessene Zwischenwerte für die Flussverkettungen benötigt.

Aus diesem Grund wird anschließend eine Interpolation durch die bisher bestimmten Punkte der Flussverkettungs-Kennfelder durchgeführt. Als Interpolationsverfahren bietet sich dafür die kubische Spline-Interpolation an, bei der jeweils zwischen benachbarten Stützstellen aus den Messergebnissen Funktionen dritter Ordnung eingefügt werden, die in der ersten und zweiten Ableitung stetig sind [69]. Da diese Interpolation nicht online während des Betriebs erfolgen muss, sondern nur einmalig zur Auswertung der Parametermessung durchgeführt wird, stellt der benötigte hohe Rechenaufwand keinen besonderen Nachteil dar.

Die Interpolation wurde in *Matlab* mittels der in der *Curve Fitting Toolbox* enthaltenen Funktion durchgeführt. Für weitergehende Informationen bezüglich des Interpolationsverfahrens sei auf die Literatur verwiesen (z.B. [70]). Die resultierenden, interpolierten Kennfelder der Flussverkettungen sind in Abb. 4.3 und 4.4 dargestellt.

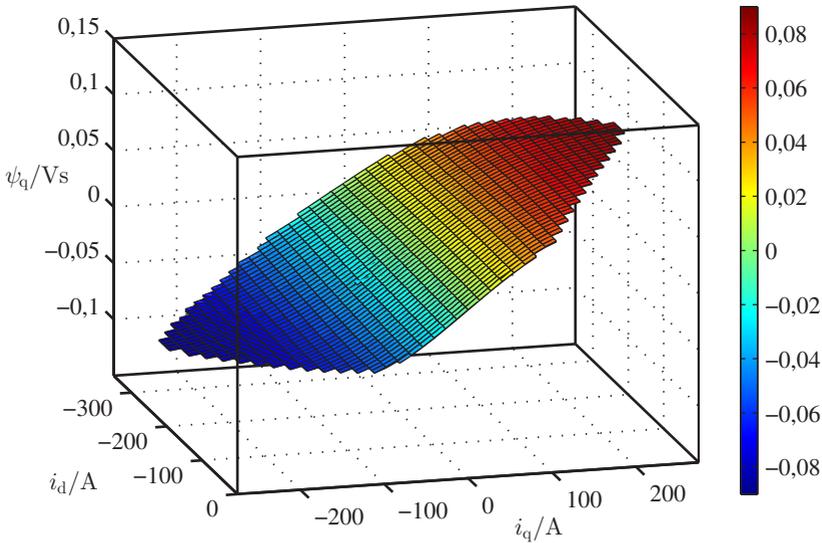


Abbildung 4.4: Flussverkettung  $\psi_q$

Bei Betrachtung des Kennfeldes für  $\psi_d$  fällt auf, dass die Steigung der Fläche in  $d$ -Richtung nahezu konstant ist. Es treten demnach innerhalb des vermessenen Bereichs keine relevanten Sättigungseffekte in der  $d$ -Flussverkettung auf. Entlang der  $q$ -Achse hingegen bleibt  $\psi_d$  bei gleichem Strom  $i_d$  nicht konstant, was die stationäre Kreuzverkopplung von  $d$ - und  $q$ -Richtung deutlich macht.

Der im Punkt  $i_d = 0$  und  $i_q = 0$  ermittelte Wert  $\psi_{d,0} \approx 0.065$  Vs entspricht der von den Permanentmagneten im Leerlauf erzeugten Flussverkettung. Es ist erkennbar, dass dieser für verschiedene Ströme  $i_q \neq 0$  nicht konstant ist, sondern vom Strom leicht beeinflusst wird (vgl. [48, 49]).

Für die Flussverkettung  $\psi_q$  in Abb. 4.4 sind deutliche Sättigungseigenschaften sichtbar.  $\psi_q$  ändert sich mit dem Strom  $i_q$  bis zu Werten von etwa 100 A linear, bei größeren Strömen nimmt die Steigung merkbar ab. Zusätzlich ist die Steigung von  $\psi_q$  von der Stromkomponente  $i_d$  abhängig und nimmt für betragsmäßig größere Ströme  $i_d$  erkennbar ab.

Die beschriebenen Effekte durch Sättigung einschließlich der Verkopplung von  $d$ - und  $q$ -Achse im stationären Betrieb sind für die Erzeugung eines geforderten Drehmoments mit den optimalen Stromkomponenten zu berücksichtigen.

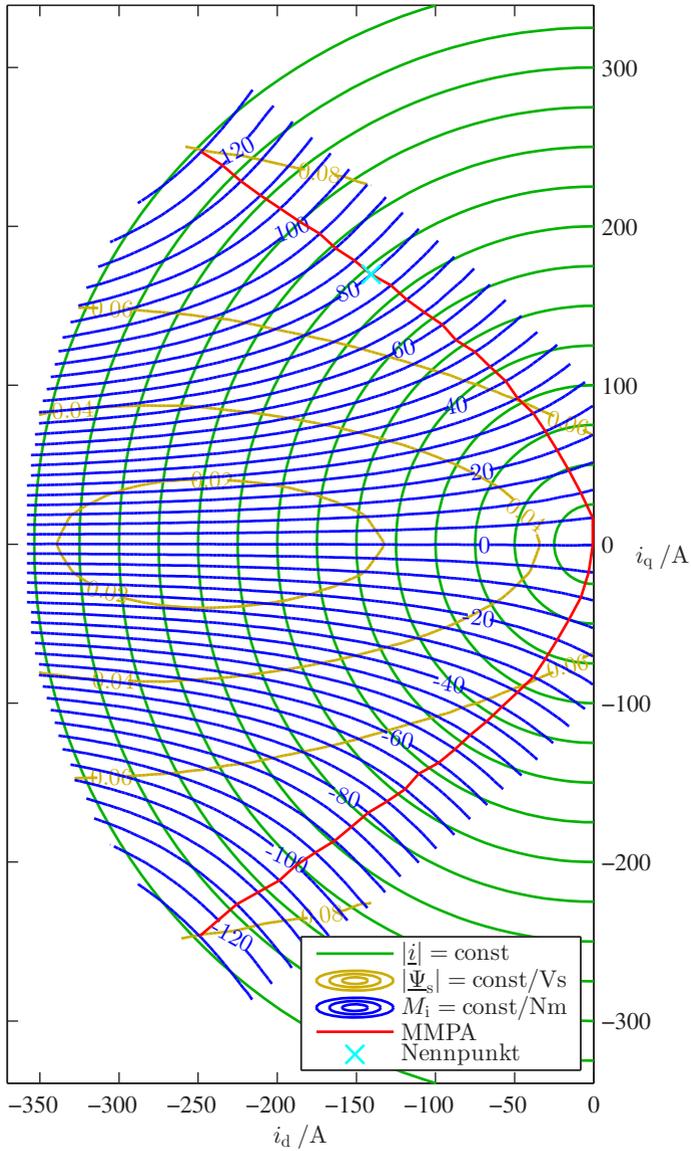


Abbildung 4.5: Gemessene Stromortskurven der IPMSM

In Abb. 4.5 sind die gemessenen Stromortskurven für konstantes Drehmoment in Blau sowie für konstanten Statorflussbetrag in Gelb aufgetragen. Der Betrag des Statorflussraumzeigers  $\underline{\psi}_s$  wurde dabei aus den Messdaten bestimmt zu

$$\left| \underline{\psi}_s \right| = \frac{\sqrt{(u_q - R_s i_q)^2 + (u_d + R_s i_d)^2}}{\omega}. \quad (4.6)$$

Beim Drehmoment handelt es sich direkt um das an der Messwelle gemessene Wellenmoment.

Die in Rot dargestellte Kurve ist die Verbindung der Punkte einer jeden Drehmomenthyperbel mit dem kürzesten Abstand zum Ursprung und stellt somit die messtechnisch ermittelte MMPA-Kennlinie dar, entlang der jedes gewünschte Drehmoment mit dem kleinstmöglichen Statorstromraumzeigerbetrag erzeugt wird. Gegenüber der rechnerisch ermittelten MMPA-Kennlinie für eine lineare Maschine ohne Sättigung aus Abb. 2.6 ist die deutliche Verschiebung der MMPA-Kennlinie hin zu betragsmäßig größeren Stromkomponenten  $i_d$  und kleineren  $i_q$  zu erkennen.

# 5

## Stromsollwertvorgabe zur Drehmomentsteuerung

Die Stromsollwertvorgabe zur Drehmomenterzeugung der IPMSM soll entsprechend Kapitel 2.2 derart erfolgen, dass jedes geforderte Drehmoment mit möglichst geringem Statorstrom erzeugt wird, um die Stromwärmeverluste in Maschine und Leistungselektronik zu minimieren.

Dies kann mit Hilfe von zwei offline erstellten Tabellen geschehen, in denen die Stromsollwerte  $i_d^*$  und  $i_q^*$  abhängig von den möglichen Betriebspunkten der  $M, n$ -Ebene enthalten sind [17, 20, 21, 23, 24].

In diesem Kapitel wird das Verfahren zur Berechnung dieser Tabellen mit den entsprechend Kapitel 4 ermittelten Flusskennfeldern erläutert. Um bei höheren Drehzahlen trotz Parametertoleranzen den Betrieb mit maximaler Spannung zu gewährleisten, wird ein überlagerter Spannungsregler eingeführt und beschrieben. Schließlich wird anhand von Simulations- und Messergebnissen im quasistationären Betrieb die Funktionsweise der Stromsollwertvorgabe nachgewiesen.

## 5.1 Erstellung der Tabellen mit den Stromsollwerten

Zur Indizierung der Stromsollwerttabellen werden das geforderte Drehmoment sowie die aktuelle Drehzahl verwendet. Die beiden Indizierungsvektoren  $\vec{M}_{\text{ind}} = 0 \dots M_{\text{max}}$  und  $\vec{n}_{\text{ind}} = 0 \dots n_{\text{max}}$  spannen zwei  $M \times n$  Tabellen auf, in deren Zellen jeweils die zugehörigen optimalen Sollwerte der Stromkomponenten  $i_{\text{d}}^*$  und  $i_{\text{q}}^*$  einzutragen sind.  $i_{\text{d}}^*$  und  $i_{\text{q}}^*$  können aufgrund des Sättigungsverhaltens der Maschine nicht analytisch anhand der Maschinengleichungen ermittelt werden, da diese mit stromabhängigen Flussverkettungskomponenten nicht lösbar sind. Die Berechnung erfolgt demnach anhand eines numerischen Suchalgorithmus:

Die in der Kennfeldmessung ermittelten Drehmomenthyperbeln werden ausgewertet und entsprechend der Ermittlung der MPPA-Kennlinie jeweils der kleinste Stromraumzeigerbetrag für jedes Drehmoment von  $\vec{M}_{\text{ind}}$  gesucht. Anhand der zugehörigen Flussverkettungen wird anschließend zu jeder Drehzahl von  $\vec{n}_{\text{ind}}$  ausgewertet, ob die benötigte Spannung den maximal erreichbaren Wert überschreitet:

$$\omega \sqrt{\psi_{\text{q}}(i_{\text{d}}, i_{\text{q}})^2 + \psi_{\text{d}}(i_{\text{d}}, i_{\text{q}})^2} \stackrel{?}{\geq} u_{\text{s,max}} = \frac{U_{\text{ZK}}}{\sqrt{3}} \quad (5.1)$$

Die Zwischenkreisspannung  $U_{\text{ZK}}$  wird dabei als konstanter Parameter vorgegeben, der ohmsche Spannungsabfall wird entsprechend Gl. 5.1 bei der Spannungsberechnung vernachlässigt.

Bei Überschreiten der maximalen Spannung  $u_{\text{s,max}}$  wird entlang der Drehmomenthyperbel der erste Stromraumzeiger gesucht, für den die Spannung erreichbar ist. Die zugehörigen Stromkomponenten werden dann in die Sollwerttabellen eingetragen.

Alternativ zu direkt gemessenen Drehmomentwerten lassen sich die Drehmomentkennlinien aus den Flussverkettungskennfeldern über die Drehmomentformel

$$M_{\text{i}} = \frac{3}{2} p [i_{\text{q}} \psi_{\text{d}}(i_{\text{d}}, i_{\text{q}}) - i_{\text{d}} \psi_{\text{q}}(i_{\text{d}}, i_{\text{q}})] \quad (5.2)$$

berechnen. Eine Drehmomentmesswelle ist damit für die Ermittlung der Stromsollwerte nicht zwingend erforderlich.

Als Ergebnis des Suchalgorithmus entstehen zwei Tabellen  $i_{\text{d}}(M_{\text{i}}, n)$  und  $i_{\text{q}}(M_{\text{i}}, n)$  entsprechend Abb. 5.1. In den Zellen  $(M_{\text{i}}, n)$  oberhalb der Grenzkenn-

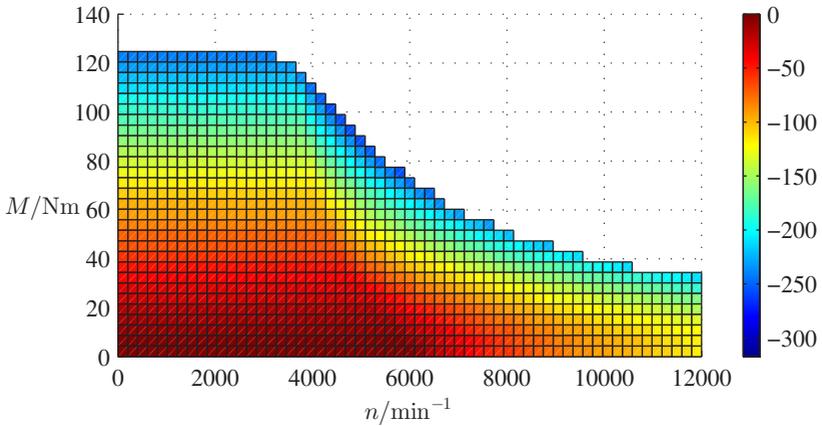


Abbildung 5.1: Tabelleninhalt des Sollstroms  $i_d^*$  für alle erreichbaren Betriebspunkte

linie, die bei höheren Drehzahlen ein nicht mehr erreichbares Drehmoment darstellen, enthält die Tabelle noch Leerstellen, die für die Verwendung in der Regelung aufgefüllt werden müssen.

Durch Besetzen dieser nicht erreichbaren Stellen mit Stromkomponenten, die das bei den jeweiligen Drehzahlen gerade noch erreichbare Drehmoment darstellen, wird anhand der Stromsollwerttabellen eine drehzahlabhängige Begrenzung des geforderten Drehmoments realisiert. Eine zusätzliche, vorgeschaltete Sollwertbegrenzung des Drehmoments, beispielsweise durch eine weitere Kennlinie (vgl. [7, 20]), ist damit nicht notwendig. Die Struktur zur Stromsollwertermittlung vereinfacht sich [23].

Bei den zu verwendenden Werten zum Komplettieren der Sollwerttabellen sollte es sich um die Grenzkennlinie der Maschine handeln, um diese voll ausschöpfen zu können. Dazu ist es notwendig, die Stromsollwerte entlang der Grenzkennlinie möglichst exakt zu ermitteln, um einen monotonen Verlauf der Sollwerte entlang der Grenzkennlinie zu erhalten. Dies kann beispielsweise durch geschickte Wahl der Stützstellen entlang der Grenzen der Betriebsbereiche [23] oder mit Hilfe von iterativen Berechnungsverfahren geschehen [71]. Der Ablaufplan des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten iterativen Verfahrens ist in Abb. 5.2 dargestellt und funktioniert wie folgt [S11]:

1. Zu jeder Drehzahl werden zunächst die Stromsollwerte des letzten Tabelleneintrags als Startwerte herangezogen.

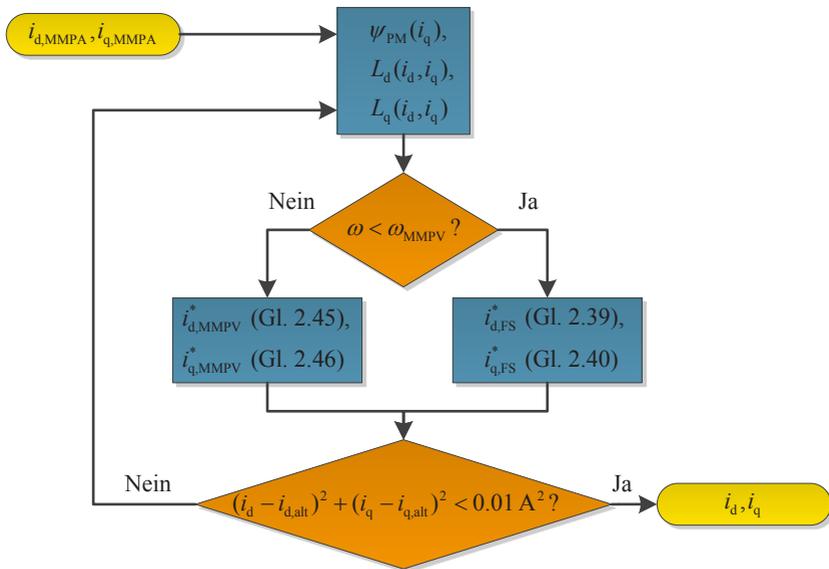


Abbildung 5.2: Ablaufdiagramm des iterativen Algorithmus zur Berechnung der Stromsollwerte für die Grenzkennlinie

2. Um die analytischen Gleichungen aus Kapitel 2.2 verwenden zu können, werden der zugehörige Permanentmagnetfluss und die Absolutinduktivitäten benötigt. Diese Werte werden aus den Flussverkettungen berechnet:

$$\psi_{PM} = \psi_d(0, i_q) \quad (5.3)$$

$$L_d(i_d, i_q) = \frac{\psi_d(i_d, i_q) - \psi_{PM}}{i_d} \quad (5.4)$$

$$L_q(i_d, i_q) = \frac{\psi_q(i_d, i_q)}{i_q} \quad (5.5)$$

3. Es wird entschieden, ob der Betriebspunkt im MMPV-Bereich liegt oder auf dem Maximalstromkreis. Da es sich um die Grenzkennlinie handelt, kommen nur diese beiden Betriebsbereiche in Frage.

Für die Bestimmung des Betriebsbereichs wird der Schnittpunkt des Maximalstromkreises mit der MMPV-Kennlinie unter Verwendung der im vorher-

rigen Schritt ermittelten Parameter  $L_d$ ,  $L_q$  und  $\psi_{PM}$  gesucht. Dazu werden die MMPV-Steuerbedingungen (2.46) und (2.47) für die beiden Stromkomponenten  $i_d$  und  $i_q$  genutzt, die zusammen den maximalen Strom  $i_{s,max}$  ergeben müssen. Durch Auflösen des Zusammenhangs

$$i_{s,max} = \sqrt{i_{d,MMPV}^2 + i_{q,MMPV}^2} \quad (5.6)$$

mit den eingesetzten MMPV-Steuerbedingungen nach der Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  wird die Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{MMPV}$  bestimmt, ab der der Maximalstrom mit der zur Verfügung stehenden Spannung nicht mehr erreicht werden kann.

Liegt die Drehzahl des Betriebspunkts oberhalb von  $n_{MMPV}$ , so befindet sich dieser auf der MMPV-Kennlinie, andernfalls auf dem Maximalstromkreis.

4. Anhand der analytischen Gleichungen (2.40) und (2.41) für den Betrieb mit Maximalstrom bzw. (2.46) und (2.47) für den MMPV-Betrieb werden die optimalen Stromsollwerte für die in Schritt 2 ermittelten Induktivitätswerte bestimmt.
5. Liegen die Stromwerte nahe genug an denen aus dem vorherigen Iterationsschritt, wird der Algorithmus abgebrochen. Die ermittelten Stromsollwerte werden für die jeweilige Drehzahl in die bisher unbesetzten Stellen der Stromsollwerttabellen eingetragen. Ansonsten wird bei Schritt 2 mit der Bestimmung der zu den neuen Stromkomponenten zugehörigen Induktivitätswerten fortgesetzt.

Die resultierenden Stromsollwerte für das maximale Drehmoment sind in Abb. 5.3 über der Drehzahl und in Abb. 5.4 in Raumzeigerdarstellung in der  $d,q$ -Ebene dargestellt. Die gezackten Linien stellen die Stromsollwerte der letzten erreichbaren Drehmomente vor Ausführen des iterativen Algorithmus dar. Wie zu sehen ist, wird durch den Algorithmus ein glatter Verlauf der Sollwerte entlang der Grenzkennlinie erreicht.

Die drei Betriebsbereiche sind in Abb. 5.3 und 5.4 gut zu erkennen: Zunächst bleiben die Sollströme mit steigender Drehzahl konstant. Dies entspricht dem MMPA-Betrieb. Wird die Eckdrehzahl  $n_{eck,1} (M_{max}) = 3450$  /min erreicht, verringern sich die Sollwerte beider Stromkomponenten. Der Sollstromraumzeiger  $\vec{i}_s^*$  bewegt sich entlang des Maximalstromkreises in Richtung negativer  $d$ -Achse. Schließlich wird eine zweite Eckdrehzahl  $n_{eck,2}$  erreicht, bei der in den MMPV-Bereich abgelenkt wird. Hier verringern sich beide Ströme betragsmäßig.

## 5 Stromsollwertvorgabe zur Drehmomentsteuerung

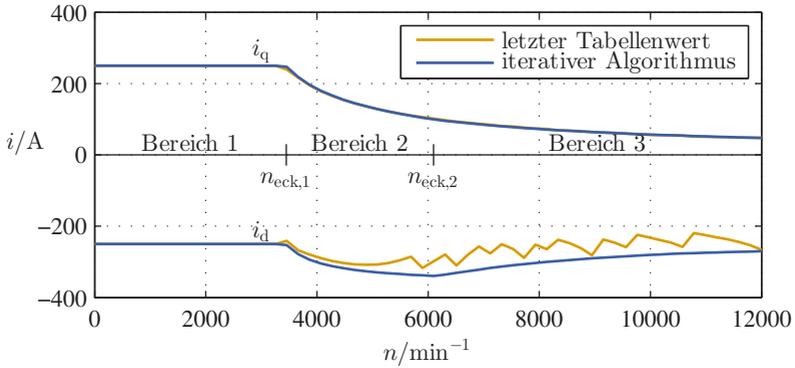


Abbildung 5.3: Sollwerte  $i_d^*$  und  $i_q^*$  für maximales Drehmoment

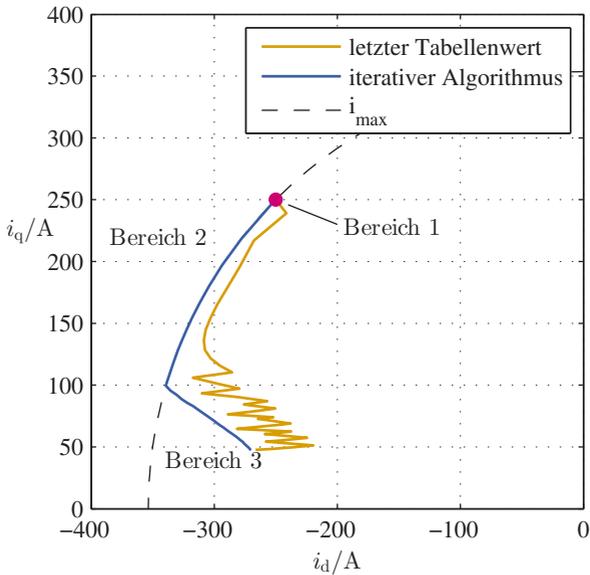
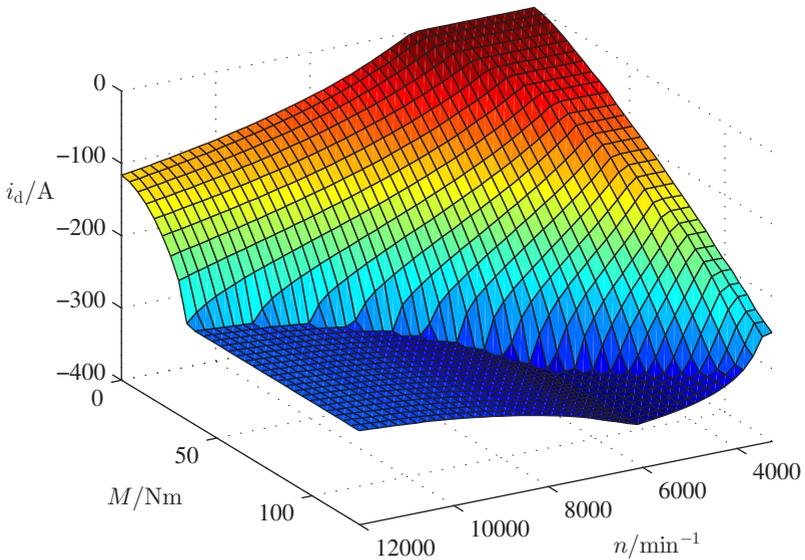


Abbildung 5.4: Sollströme für maximales Drehmoment in der  $d,q$ -Ebene

Abbildung 5.5: Inhalt der LUT mit Stromsollwerten für  $i_d$ 

Nachdem die Stromsollwerttabellen vollständig besetzt sind, wird zur Verringerung des Speicherbedarfs für die Implementierung auf dem DSP der untere Drehzahlbereich gestrichen. Da die Sollwerte bei Drehzahlen unterhalb der Eckdrehzahl  $n_{eck}$  bei Maximalmoment für sämtliche Drehmomentvorgaben identisch sind, enthält dieser Bereich der Tabellen keine zusätzlichen Informationen [E7]. Wird während des Betriebs ein Betriebspunkt mit  $n < n_{eck}$  angefahren, so werden die Stromsollwerte für  $n_{eck}$  verwendet.

Die resultierenden Inhalte der LUTs für  $i_d^*$  und  $i_q^*$  sind in Abb. 5.5 und 5.6 abgebildet.

### 5.1.1 Stromsollwertvorgabe für variable Zwischenkreisspannung

Beim Betrieb einer IPMSM im Fahrzeug kann es je nach Konfiguration vorkommen, dass die zur Verfügung stehende Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$  nicht konstant ist, sondern vom Ladezustand der Batterie abhängt. Dies ist dann der Fall, wenn zwischen Batterie und Wechselrichter kein DC/DC-Wandler vorhanden ist und  $U_{ZK}$  somit der Batteriespannung entspricht. In der oben vorgestellten

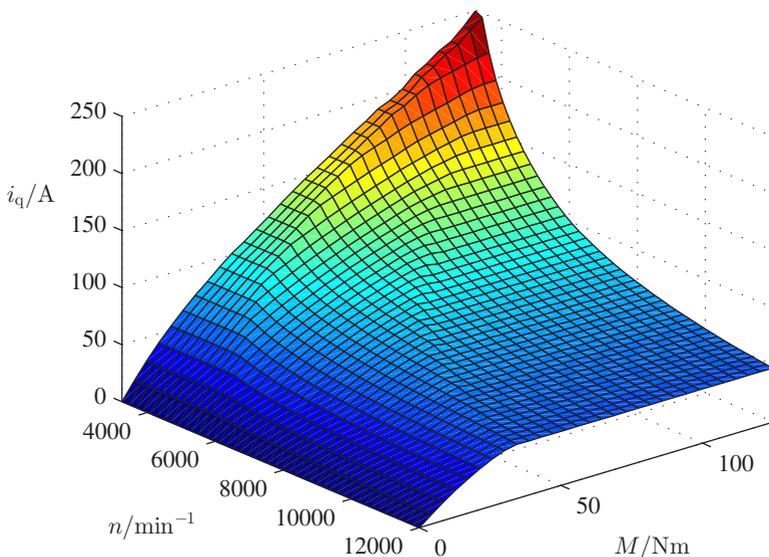


Abbildung 5.6: Inhalt der LUT mit Stromsollwerten für  $i_q$

ten Berechnung der Stromsollwerttabellen wurde die Zwischenkreisspannung als Konstante vorgegeben, um die Sollströme für jeden Betriebspunkt bestehend aus Drehzahl und Drehmoment zu bestimmen.

Entscheidend für die Betriebspunkte und deren Betriebsbereiche ist das Verhältnis der Drehzahl zur von der Zwischenkreisspannung abhängigen maximalen Stromrichter Ausgangsspannung. So führt beispielsweise eine Verdoppelung der Drehzahl bei einer Verdoppelung der Zwischenkreisspannung zu exakt den gleichen verlustoptimalen Sollwerten  $i_d^*$ ,  $i_q^*$  für die Stromkomponenten.

Um dies für das Auslesen von  $i_d^*$  und  $i_q^*$  aus den Stromsollwerttabellen zu berücksichtigen, wird statt der aktuellen Drehzahl als Eingangsgröße das Verhältnis

$$\Psi_{\text{ind}}^{-1} = \frac{\omega}{u_{s,\text{max}}} \tag{5.7}$$

herangezogen.

Durch Verwenden des Kehrwerts des Flusses ergeben sich mehrere Vorteile. So wird das Problem einer Division durch Null im Stillstand der Maschine vermieden. Des Weiteren wird  $\Psi_{\text{ind}}^{-1}$  mit steigender Drehzahl und konstanter Zwi-

schenkreisspannung ebenfalls größer, wodurch die im vorherigen Abschnitt berechneten Werte der Tabelle weiterhin verwendet werden können. Der für die Berechnung eingesetzte Wert der Zwischenkreisspannung sollte dabei höchstens auf den niedrigsten im Betrieb erlaubten Wert gesetzt werden. Damit sind sämtliche auftretenden Betriebsfälle mit den berechneten Tabellen abgedeckt.

## 5.2 Betrieb an der Spannungsgrenze

Bei höheren Drehzahlen ist es wünschenswert, die Maschine mit Stromkomponenten  $i_d^*$  und  $i_q^*$  derart zu betreiben, dass die resultierende stationäre Spannung exakt der maximalen sinusförmigen Spannung  $u_{s,\max}$  entspricht. Damit kann bei gleicher Leistung weiterhin die Stromamplitude so gering wie möglich gehalten werden, um die Stromwärmeverluste zu minimieren. Dem entgegen steht jedoch die Forderung nach einer Regelreserve, die für einen stabilen und stationär genauen Betrieb notwendig ist und die erreichbare Dynamik bestimmt [26, 72]. Um diese Regelreserve trotz des stationären Betriebs mit  $u_s = u_{s,\max}$  zu gewährleisten, wird in der Stromregelung eine dynamische Übermodulation verwendet, die in Kapitel 6.6 beschrieben ist.

Der stationäre Betrieb an der Spannungsgrenze kann allein durch Verwendung der offline ermittelten Stromsollwerte nicht dauerhaft garantiert werden, da die Maschinenparameter neben Messungenauigkeiten temperaturbedingten Schwankungen unterliegen [18]. Als Folge sind zwei Fälle während des Betriebs denkbar [E7]:

1. Die stationäre Spannung des angefahrenen Arbeitspunktes liegt unterhalb der maximalen Umrichter Ausgangsspannung  $u_{s,\max}$  für sinusförmige Speisung der Maschine. Das geforderte Drehmoment wird zwar erreicht, die Stromwärmeverluste könnten aber durch Anpassen beider Stromkomponenten  $i_d$  und  $i_q$  noch verringert werden. Dieser Fall ist unkritisch, aber nicht optimal.
2. Die stationäre Spannung des anzufahrenden Arbeitspunktes liegt oberhalb der maximalen Spannung  $u_{s,\max}$ . Die für das gewünschte Drehmoment aus der Tabelle ausgelesenen Stromwerte  $i_d^*$  und  $i_q^*$  können nicht erreicht werden. Mangels Stellreserve kann es passieren, dass die Stromregelung die Kontrolle über den Statorstrom verliert und die Maschine in ungewollte Betriebspunkte gelangt, die nicht korrigierbar sind [26]. Insbesondere im generatorischen Betrieb können die Ströme ungewollt anwachsen und zur Abschaltung führen. Dieser Fall ist als kritisch anzusehen.

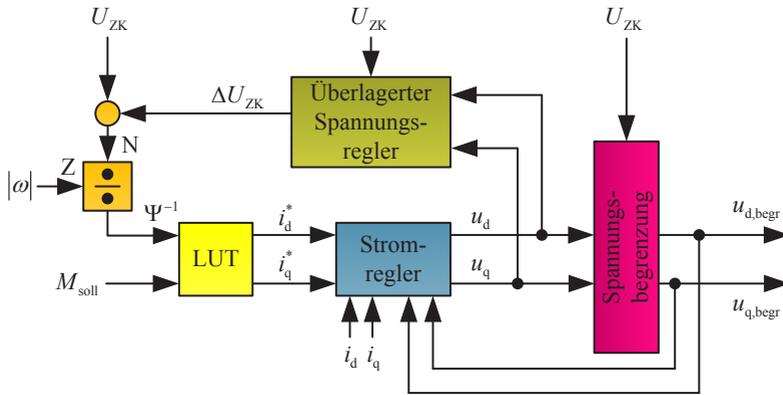


Abbildung 5.7: Einbindung eines überlagerten Reglers für den Betrieb an der Spannungsgrenze

Um beiden Fällen zu begegnen, wird ein zusätzlicher überlagerter Regler eingesetzt, der den Stromraumzeiger in Richtung Betrieb an der Spannungsgrenze verschiebt. Die Einbindung eines solchen Reglers in das Steuersystem mit Stromsollwertvorgabe und Stromregelung ist in Abb. 5.7 dargestellt, der Signalflussplan des Reglers in Abb. 5.8.

Es wird ein I-Regler verwendet, der sehr langsam gegenüber der unterlagerten Stromregelung ausgelegt wird. Als Eingangsgröße erhält er die Differenz aus der von der Stromregelung geforderten unbegrenzten Spannung und der maximal möglichen Amplitude bei Speisung mit sinusförmiger Spannung. Die Reglerausgangsgröße  $\Delta U_{ZK}$  wird zur gemessenen Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$  hinzuaddiert, die Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  durch die Summe  $U_{ZK} + \Delta U_{ZK}$  geteilt und das Ergebnis  $\Psi^{-1}$  als Eingangsgröße den LUTs zugeführt. Störungen und Schwankungen in der Zwischenkreisspannung werden somit durch den Messwert in der Sollwertbestimmung berücksichtigt, etwaige Parameterungenauigkeiten werden mit  $\Delta U_{ZK}$  kompensiert (vgl. [23]). Hierzu zählt auch der in der LUT-Berechnung vernachlässigte Spannungsabfall am ohmschen Widerstand. Der überlagerte Spannungsregler wirkt wie folgt auf die aus den LUTs ausgelesenen Werte  $i_d^*$  und  $i_q^*$  ein:

Ist der Betrag des geforderten Spannungsraumzeigers größer als der Wert der Spannungsgrenze für sinusförmige Speisung, wird die Differenz am Integrator Eingang in Abb. 5.8 negativ. Der Wert  $\Delta U_{ZK}$  und damit die Summe  $U_{ZK} + \Delta U_{ZK}$  wird kleiner, was einen größeren Wert für  $\Psi_{\text{ind}}^{-1}$  zur Folge hat. Der aus den

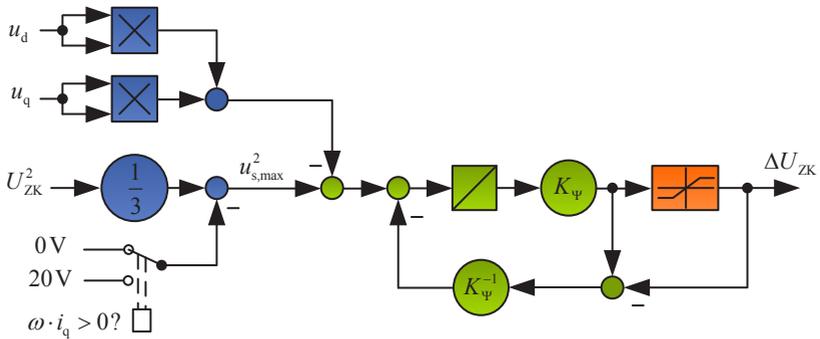


Abbildung 5.8: Signalflussplan des überlagerten Reglers für den Betrieb an der Spannungsgrenze

Stromsollwerttabellen ausgelesene Stromraumzeiger wird entsprechend auf der zum gewünschten Drehmoment  $M^*$  zugehörigen Hyperbel in Richtung negative  $d$ -Achse verschoben.

Damit es nicht zu einem unkontrollierten Anwachsen des Integrators (Windup) kommen kann, muss dieser nach unten begrenzt werden. Die untere Grenze ergibt sich aus dem Wert, der während der Tabellenerstellung für  $U_{ZK,min}$  eingesetzt wurde [E7]:

$$\Delta U_{ZK,min} = U_{ZK,min} - U_{ZK} \quad (5.8)$$

Ist hingegen die Spannungsgrenze in einem Betriebspunkt nicht erreicht, wird die Differenz des Integratoreingangs positiv. In diesem Fall wird der Summenwert im Integrator größer, so dass sich der Stromraumzeiger auf der Drehmomenthyperbel in Richtung MMPA-Kennlinie bewegt. Da die Punkte der MMPA-Kennlinie stets den optimalen Betriebspunkt darstellen, wenn die Spannungsgrenze nicht erreicht ist, muss der Spannungsregler hier ebenfalls begrenzt werden. Die Grenze wird anhand des Stroms  $i_{d,MMPA}$  bestimmt: Gilt für den ausgelesenen Stromsollwert  $i_d^* = i_{d,MMPA}$ , wird der Integrator nach oben auf seinen aktuellen Wert begrenzt.

Für den generatorischen Betrieb der Maschine wird eine geringe Regelreserve eingehalten, um auch hier zu jeder Zeit die Kontrolle über den geregelten Strom behalten zu können. Anhand des Vorzeichens von  $\omega \cdot i_q$  wird zwischen motorischem und generatorischem Betrieb unterschieden.

### 5.3 Simulationsergebnisse

Die beschriebene Struktur zur Vorgabe der Stromsollwerte unter maximaler Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Spannung wird zunächst simulativ untersucht. Zur Simulation diente ein parallel zu dieser Arbeit am ETI von Dipl.-Ing. Jan Richter entwickeltes Maschinenmodell für *Matlab/Simulink*, welches das Sättigungsverhalten der Maschine berücksichtigen kann [73]. Grundlage des Modells bilden die in Kapitel 2.1 hergeleiteten Maschinengleichungen. Die Parametrierung des Modells erfolgt durch Hinterlegen von stromabhängigen Kennfeldern für die Parameter  $\psi_d(i_d, i_q)$ ,  $\psi_q(i_d, i_q)$ ,  $L_{dd}(i_d, i_q)$ ,  $L_{qq}(i_d, i_q)$ ,  $L_{dq}(i_d, i_q)$  und  $L_{qd}(i_d, i_q)$ .

Neben der Verwendung des Maschinenmodells für die Verifikation der entwickelten Steuerverfahren diente der Vergleich der Simulations- mit den Messergebnissen zur Validierung des im Entwicklungsprozess befindlichen Maschinenmodells.

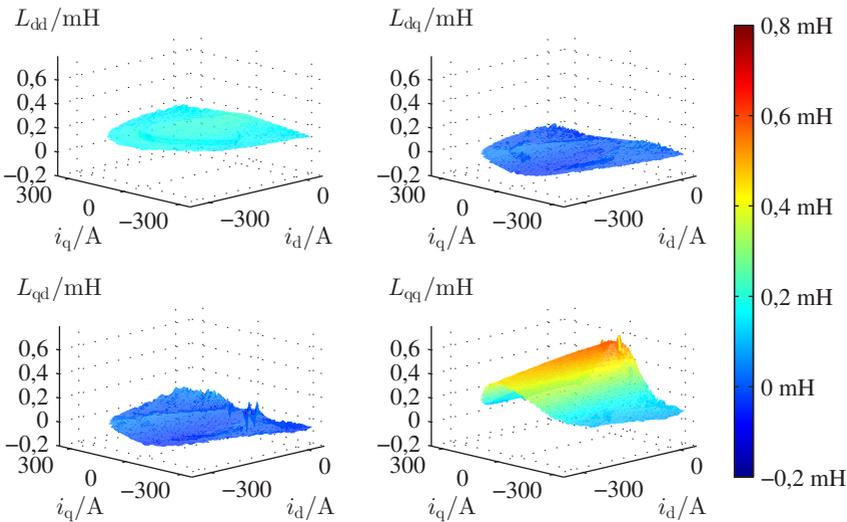


Abbildung 5.9: Kennfelder der differentiellen Induktivitäten zur Modellparametrierung

Zur Erstellung der Kennfelder für die Parametrierung des Simulationsmodells wurden die Ergebnisse aus der Kennfeldmessung herangezogen, wie sie in Kapitel 4.1 in Abb. 4.3 und 4.4 dargestellt sind. Die Tabellen mit den Daten für die

differentiellen Induktivitäten werden durch direktes Ableiten der interpolierten Spline-Funktionen der Flusskennfelder erzeugt und sind in Abb. 5.9 zu sehen. Werte, die außerhalb des gemessenen Bereichs der Stromebene liegen, wurden mittels Extrapolation in *Matlab* ermittelt. Die durch die Extrapolation entstehenden Fehler sind für die Simulationsergebnisse nicht von Bedeutung, da die Betriebspunkte für die Simulationen innerhalb des gemessenen Bereichs liegen. Entgegen der Theorie sind die aus den Messergebnissen ermittelten differentiellen Induktivitäten  $L_{dq}(i_d, i_q)$  und  $L_{qd}(i_d, i_q)$  nicht exakt identisch, weshalb im Simulationsmodell zwischen diesen beiden unterschieden wird.

Der Pulswechselrichter wird in Form einer B6-Brücke mit idealen Schaltern simuliert, so dass keine der in Kapitel 3.5.2 beschriebenen Nichtlinearitäten zum Tragen kommt. Der Zwischenkreis ist als ideale DC-Spannungsquelle modelliert.

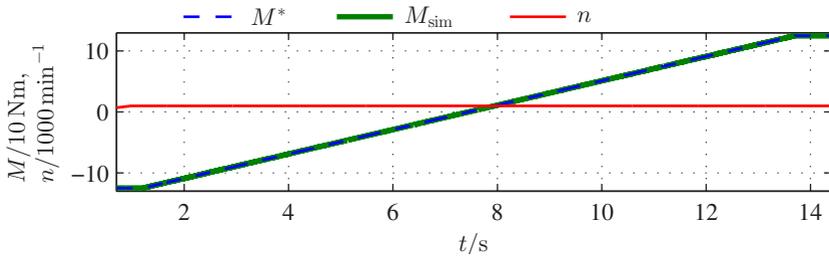
Zur Schaltzeitpunktermittlung wird im Simulationsmodell ein von M.Sc. Matthias Schnarrenberger am ETI entwickelter Modulator eingesetzt, der mit einem Solver mit variabler Schrittweite lauffähig ist. Dadurch kann gegenüber der Verwendung eines Modulators mit fester Schrittweite des Dreieckssignals die Simulationsdauer um ein Vielfaches reduziert werden, ohne die zeitliche Auflösung zu verringern [74].

### 5.3.1 Drehmomentsteuerung im Grunddrehzahlbereich

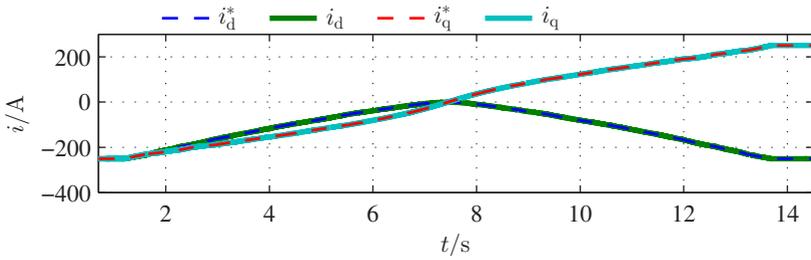
Abb. 5.10 zeigt die Simulationsergebnisse für eine langsame, rampenförmige Drehmomentänderung von negativem Maximalmoment  $M^* = -125$  Nm auf positives Maximalmoment  $M^* = 125$  Nm. Aufgrund der langsamen Änderung von  $\Delta M^* = 20$  Nm/s bzw. 0,0025 Nm pro Abtastperiode kann der Betrieb in jedem Punkt als quasistationär angenommen werden. Die Drehzahl der simulierten Maschine wurde auf  $n = 1000 \text{ min}^{-1}$  eingestellt, so dass die Statorspannung bei der vorgegebenen Zwischenkreisspannung von  $U_{ZK} = 300$  V auch bei maximalem Drehmoment weit entfernt von der maximalen Ausgangsspannung des Pulswechselrichters liegt.

Zu Beginn des abgebildeten Simulationsergebnisses sind die beiden Stromsollwerte entsprechend dem Sollmoment negativ und betragen  $i_d^* = -250$  A und  $i_q^* = -250$  A. Mit steigendem Drehmoment werden beide Stromkomponenten betragsmäßig kleiner, bis im Leerlauf  $i_d = i_q = 0$  gilt. Bei sich weiter erhöhendem, nun positivem Drehmoment wird  $i_q$  ebenfalls größer, wohingegen sich der Wert von  $i_d$  wieder verringert, bis schließlich bei  $M^* = M_{\max}$  die Werte  $i_d^* = -250$  A und  $i_q^* = 250$  A erreicht sind.

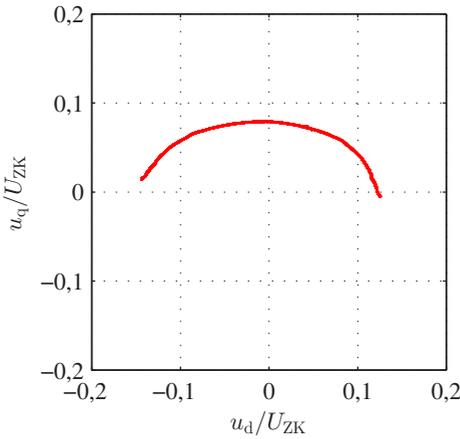
## 5 Stromsollwertvorgabe zur Drehmomentsteuerung



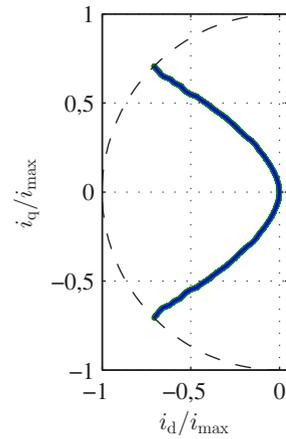
(a) Zeitverläufe von Drehzahl und Drehmoment



(b) Zeitverlauf der Stromkomponenten



(c) Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$



(d) Stromraumzeiger  $\underline{i}_s$

Abbildung 5.10: Langsame Änderung des Drehmomentsollwerts von  $M^* = -125 \text{ Nm}$  auf  $M^* = 125 \text{ Nm}$  bei  $n = 1000 \text{ /min}$  und  $U_{ZK} = 300 \text{ V}$  (Simulation)

Die Trajektorien der Raumzeiger  $\underline{i}_s$  und  $\underline{u}_s$  sind in Abb. 5.10c und 5.10d dargestellt. Der Verlauf von  $\underline{i}_s$  entspricht hier erwartungsgemäß der aus den Parameternmessungen ermittelten MMPA-Kennlinie (vgl. Abb. 4.5).

Der Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$  liegt im Startpunkt bei  $M^* = -M_{\max}$  in der rechten Halbebene und bewegt sich mit steigendem Drehmoment kreisförmig in Richtung  $q$ -Achse. Bei Drehmoment Null liegt  $\underline{u}_s$  genau auf der  $q$ -Achse. Der Betrag des Spannungsraumzeigers entspricht hier der Polradspannung.

Mit weiter steigendem Drehmoment bewegt sich der Spannungsraumzeiger weiter gegen den Uhrzeigersinn in Richtung negativer  $d$ -Achse. Auffällig ist im Gegensatz zum Stromraumzeiger die Unsymmetrie des Spannungsraumzeigers für generatorischen und motorischen Betrieb. Dies liegt an dem Spannungsabfall am ohmschen Widerstand der Wicklungen, der bei Maximalstrom etwa 3 V beträgt.

Da der Stromraumzeiger während der gesamten Zeit auf der MMPA-Kennlinie liegt, wird der Integrator des überlagerten Spannungsreglers durch die beschriebene Begrenzung angehalten und ist somit inaktiv.

In der Simulation sind Stromsollwertvorgabe und Stromregelung mit den gleichen Tabellen parametrisiert wie das Maschinenmodell. Es liegen somit keinerlei Parameterungenauigkeiten vor, die ausgeregelt werden müssen. Die Werte der simulierten Größen entsprechen zu jedem Zeitpunkt ihren Sollwerten.

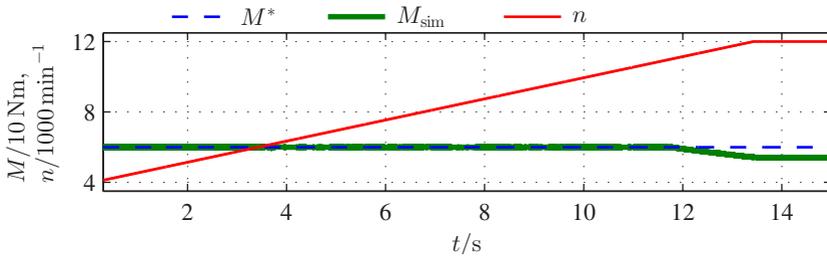
### 5.3.2 Drehmomentsteuerung im Feldschwächbereich

Die Funktionalität der beschriebenen Drehmomentsteuerung für den Betrieb an der Spannungsgrenze wird ebenfalls simulativ validiert. Im Folgenden sind dazu verschiedene Simulationsergebnisse dargestellt, bei denen die Maschine bei konstanter Drehmomentvorgabe langsam von 4000 /min bis auf die Maximaldrehzahl  $n_{\max} = 12000$  /min beschleunigt wird. Aufgrund der langsamen Beschleunigung von  $\Delta n = 600$  /s<sup>2</sup> bzw.  $0,75$  /( $s T_A$ ) sind die auftretenden Betriebspunkte wiederum quasistationär.

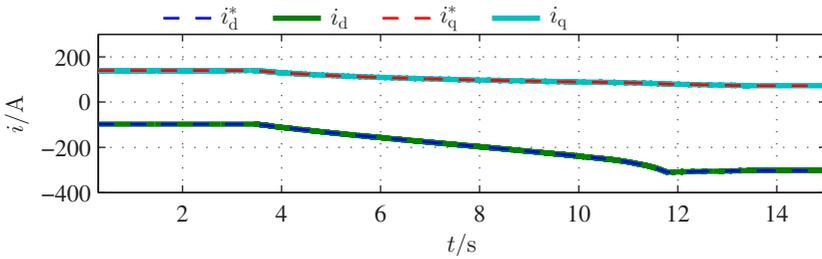
Die Simulationsergebnisse des Betriebs mit einer Drehmomentvorgabe von  $M^* = 60$  Nm bei einer Zwischenkreisspannung von  $U_{ZK} = 300$  V sind in Abb. 5.11 abgebildet.

Die Zwischenkreisspannung reicht aus, um das geforderte Drehmoment bis zu einer Drehzahl von etwa 6000 /min mit den Stromkomponenten  $i_{d,MMPA}$  und  $i_{q,MMPA}$  der MMPA-Kennlinie einzuprägen. Die Ströme sind demnach bis zum Zeitpunkt  $t = 3,5$  s konstant. Aufgrund der Beschleunigung wird die benötigte Spannung betragsmäßig größer, so dass sich der Betrag des Spannungsraumzeigers  $\underline{u}_s$  bei konstant bleibendem Winkel erhöht, bis schließlich der Maximal-

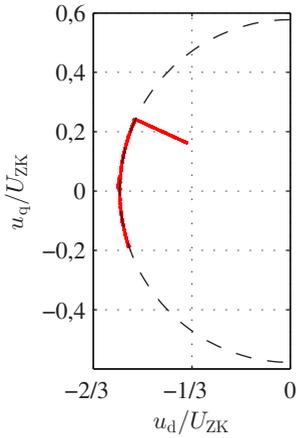
## 5 Stromsollwertvorgabe zur Drehmomentsteuerung



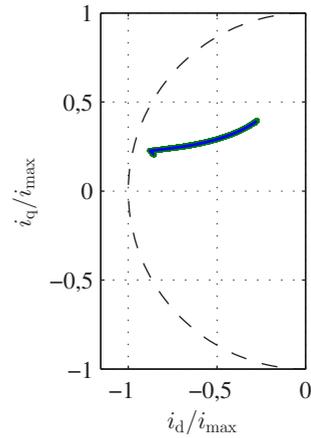
(a) Zeitverläufe von Drehzahl und Drehmoment



(b) Zeitverlauf der Stromkomponenten



(c) Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$



(d) Stromraumzeiger  $\underline{i}_s$

Abbildung 5.11: Rampenförmige Drehzahländerung mit  $M^* = 60 \text{ Nm}$  und  $U_{ZK} = 300 \text{ V}$  (Simulation)

betrag für sinusförmige Ansteuerung erreicht ist, der in Abb. 5.11c gestrichelt eingezeichnet ist.

Ab diesem Zeitpunkt werden die Ströme dahingehend verändert, dass das geforderte Drehmoment weiterhin erreicht wird, aber mit einem betragsmäßig erhöhten Strom  $i_d$ . Der Verlauf des Stromraumzeigers  $i_s$  in Abb. 5.11d entspricht somit genau der aus der Parameteridentifikation ermittelten Stromortskurve konstanten Drehmoments für  $M = 60 \text{ Nm}$  (vgl. Abb. 4.5). Der Spannungsraumzeiger bleibt während dieser Zeit bei konstantem Betrag auf dem Kreis der maximal erreichbaren Spannung und verändert lediglich seinen Winkel.

Zum Zeitpunkt  $t \approx 11,8 \text{ s}$  wird bei einer Drehzahl von  $n = 11000 \text{ /min}$  die Grenzkennlinie erreicht. Die Spannung reicht hier nicht mehr aus, um den Maximalstrom einzuprägen, so dass hier der MMPV-Betrieb zum Tragen kommt, bei dem noch das maximal erreichbare Drehmoment mit der zur Verfügung stehenden Spannung eingestellt wird. Der Strom  $i_d$  wird nun wieder betragsmäßig kleiner, der Stromraumzeiger  $i_s$  liegt auf der MMPV-Kennlinie. Als Resultat wird das Drehmoment  $M_{\text{sim}}$  nun kleiner als sein Sollwert  $M^*$ . Der Betrag des Spannungsraumzeigers  $u_s$  bleibt weiterhin konstant und entspricht dem Maximum für sinusförmige Ansteuerung.

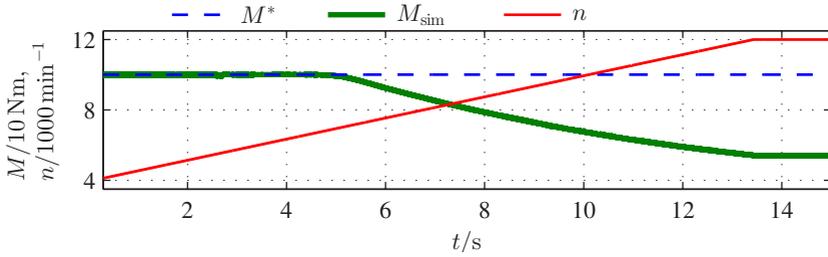
Nach  $13,4 \text{ s}$  schließlich ist die Maximaldrehzahl erreicht. Die Ströme bleiben ab diesem Zeitpunkt konstant, das resultierende Drehmoment beträgt  $M_{\text{sim}} \approx 54 \text{ Nm}$ .

Der gleiche Beschleunigungsvorgang bei  $U_{\text{ZK}} = 300 \text{ V}$ , mit einem höheren Sollwert des Drehmoments von  $M^* = 100 \text{ Nm}$ , ist in Abb. 5.12 dargestellt.

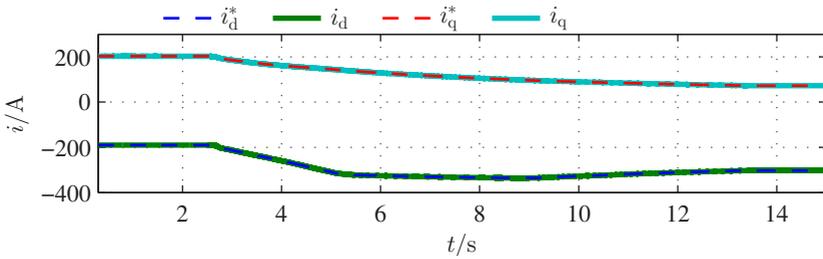
Aufgrund der nun höheren Ströme wird die Spannungsgrenze im Vergleich zum vorherigen Simulationsergebnis früher erreicht, zum Zeitpunkt  $t = 2,8 \text{ s}$  bei einer Drehzahl von  $n = 5400 \text{ /min}$ . Das Drehmoment wird zunächst bei weiter steigender Drehzahl aufrechterhalten, indem der Stromraumzeiger wieder entlang der Ortskurve konstanten Drehmoments in Richtung betragsmäßig größerer Ströme  $i_d$  bewegt wird (Abb. 5.12d). Zum Zeitpunkt  $t = 5 \text{ s}$ , bei  $n \approx 7000 \text{ /min}$ , wird der Maximalstrom und somit die Grenzkennlinie erreicht, so dass von hier an mit weiter beschleunigender Maschine das Drehmoment sinkt. Der Betrag des Stromraumzeigers bleibt dabei konstant,  $i_s$  bewegt sich entlang des Maximalstromkreises in Richtung negativer  $d$ -Achse.

Mit Überschreiten von  $n = 9500 \text{ /min}$  zum Zeitpunkt  $t = 9,5 \text{ s}$  wird der Übergang vom Betrieb mit maximalem Strom zum MMPV-Bereich erreicht. Die Ausgangsspannung des Pulswechselrichters reicht nun nicht mehr aus, um bei den vorliegenden Drehzahlen den maximalen Strom einprägen zu können. Dieser wird somit verringert und der Stromraumzeiger  $i_s$  bewegt sich

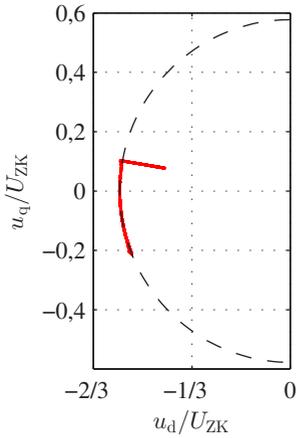
## 5 Stromsollwertvorgabe zur Drehmomentsteuerung



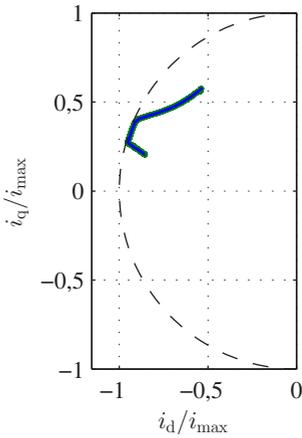
(a) Zeitverläufe von Drehzahl und Drehmoment



(b) Zeitverlauf der Stromkomponenten



(c) Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$



(d) Stromraumzeiger  $\underline{i}_s$

Abbildung 5.12: Rampenförmige Drehzahländerung mit  $M^* = 100 \text{ Nm}$  und  $U_{ZK} = 300 \text{ V}$  (Simulation)

entlang der MMPV-Kennlinie bei betragsmäßig kleiner werdenden  $d$ - und  $q$ -Stromkomponenten.

Die Trajektorie des Spannungsraumzeigers  $\underline{u}_s$  beginnt wie in dem vorangegangenen Ergebnis im Inneren des Maximalkreises für sinusförmige Ansteuerung und bewegt sich zunächst bei konstantem Winkel in Richtung Maximalbetrag. Nachdem dieser erreicht ist, bewegt sich  $\underline{u}_s$  entlang des Maximalkreises bis hin zu negativen Werten von  $u_q$ . Mit Erreichen des MMPV-Bereichs und weiterer Beschleunigung bleibt  $\underline{u}_s$  weiterhin bei seinem Maximalbetrag, bewegt sich aber wieder zurück in Richtung negative  $d$ -Achse.

Abb. 5.13 zeigt erneut den Betrieb mit einer Drehmomentvorgabe von  $M^* = 100 \text{ Nm}$ , diesmal mit einer höheren Zwischenkreisspannung von  $U_{ZK} = 400 \text{ V}$ . Durch die höhere Zwischenkreisspannung verschieben sich die Eckdrehzahlen gegenüber den Ergebnissen aus Abb. 5.12 hin zu höheren Drehzahlen. So wird der MMPA-Betrieb erst bei einer Drehzahl von  $7400 \text{ /min}$ , zum Zeitpunkt  $t = 5,7 \text{ s}$ , verlassen.

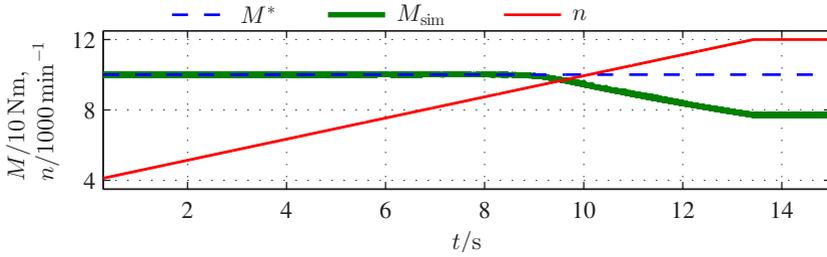
Das gewünschte Drehmoment kann nun bis zu einer Drehzahl von  $9300 \text{ /min}$  eingestellt werden, da der Maximalstrom vorher noch nicht erreicht wird. Ab diesem Zeitpunkt ( $t \approx 9 \text{ s}$ ) verringert sich das Drehmoment entsprechend der Maximalkennlinie der Maschine. Das schließlich erreichte Drehmoment bei  $n = 12000 \text{ /min}$  beträgt  $M_{\text{sim}} = 77 \text{ Nm}$ .

Die resultierende Trajektorie des Stromraumzeigers  $\underline{i}_s$  besteht bei der höheren Zwischenkreisspannung aus der Ortskurve konstanten Drehmoments für  $M = 100 \text{ Nm}$  und einem kurzen Ausschnitt des Maximalstromkreises. Der MMPV-Betrieb wird mit  $U_{ZK} = 400 \text{ V}$  auch bei Maximaldrehzahl nicht erreicht.

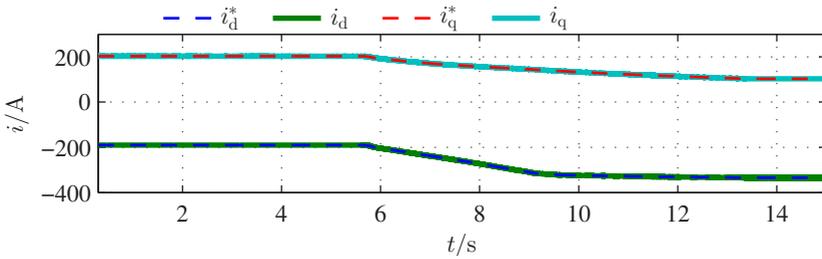
Die beschriebenen Beispiele zeigen, dass die vorgestellte Struktur der Stromsollwertvorgabe anhand von offline erstellten Tabellen in Verbindung mit dem überlagerten Spannungsregler für sämtliche geforderten Betriebspunkte sehr gut funktioniert. Die Zwischenkreisspannung kann dabei weitgehend variable Werte annehmen. Sämtliche Übergänge zwischen den in Kapitel 2.2 beschriebenen Betriebsbereichen sind fließend möglich.

Aufgrund des überlagerten Spannungsreglers wird für alle Betriebspunkte im oberen Drehzahlbereich die Vorgabe eingehalten, dass die Maschine mit der maximal möglichen Spannung betrieben werden soll. Die auftretenden Stromwärmeverluste können somit minimiert werden.

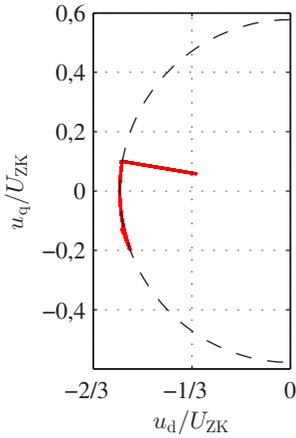
## 5 Stromsollwertvorgabe zur Drehmomentsteuerung



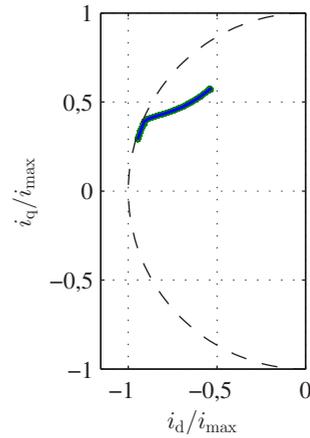
(a) Zeitverläufe von Drehzahl und Drehmoment



(b) Zeitverlauf der Stromkomponenten



(c) Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$



(d) Stromraumzeiger  $\underline{i}_s$

Abbildung 5.13: Rampenförmige Drehzahländerung mit  $M^* = 100 \text{ Nm}$  und  $U_{ZK} = 400 \text{ V}$  (Simulation)

## 5.4 Messergebnisse

### 5.4.1 Drehmomentsteuerung im Grunddrehzahlbereich

Bei einer Drehzahl von 1000 /min und einer Zwischenkreisspannung von 300 V wurde die rampenförmige Sollwertänderung von  $M^* = -125$  Nm auf  $M^* = 125$  Nm auf dem Prüfstand nachgestellt. Die aufgezeichneten Zeitverläufe des Drehmoments und der transformierten Ströme sowie die Raumzeigertrajektorien sind in Abb. 5.14 dargestellt.

Die aus den Tabellen ausgelesenen Stromsollwerte  $i_d^*$  und  $i_q^*$  während der Messung sind identisch mit den Sollwerten aus der Simulation, so dass die Trajektorie des Stromraumzeigers  $i_s$  in Abb. 5.14d wieder der MMPA-Kennlinie entspricht. Die als Stranggrößen gemessenen Ströme, die mit Gl. (2.12) ins rotorfeste  $d,q$ -System transformiert werden, werden zu jedem Zeitpunkt sehr gut von der Stromregelung eingeregelt.

Das resultierende Drehmoment gleicht während der gesamten Zeit weitgehend seinem Sollwert  $M^*$ . Lediglich zu Beginn der Änderung von  $M^*$  im negativen Bereich weicht der gemessene Wert  $M_{\text{mess}}$  um etwa 5 Nm von seinem Sollwert ab. Dies entspricht einer relativen Abweichung von bis zu ca. 4 %. Bei größer werdendem Drehmoment wird die Abweichung wieder geringer.

Die Trajektorien der Spannungsraumzeiger  $u_s$  aus Simulation und Messung sind ebenfalls sehr ähnlich. Deutliche Unterschiede sind in der bei der Messung noch stärker ausgeprägten Unsymmetrie zwischen generatorischem und motorischem Betrieb zu erkennen. Dies wird durch die beim Betrieb der realen Maschine auftretenden Verluste verursacht, die je nach Betriebsart eine erhöhte bzw. verringerte elektrische Leistung zur Folge haben.

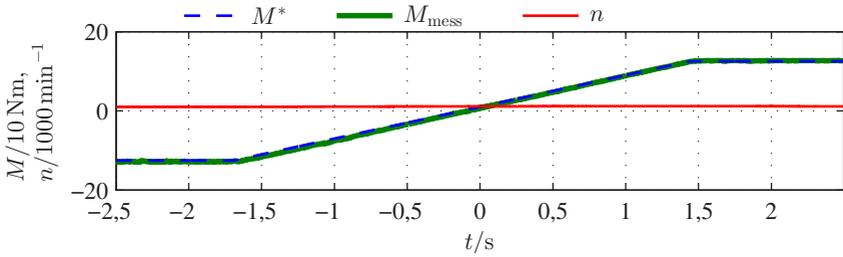
Zudem ist die Trajektorie von  $u_s$  nicht so glatt wie in der Simulation, da die Stromregelung nun die auftretenden Störungen und Regelabweichungen ausregeln muss.

### 5.4.2 Drehmomentsteuerung bei höheren Drehzahlen

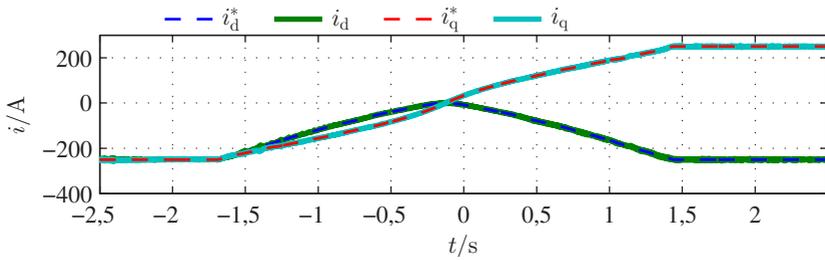
Die simulierten langsamen Beschleunigungsvorgänge mit verschiedenen Drehmomentvorgaben und Zwischenkreisspannungen wurden ebenfalls auf dem Maschinenprüfstand nachgemessen. Die Ergebnisse sind in Abb. 5.15 bis 5.18 dargestellt.

Um den quasistationären Betrieb über den gesamten Drehzahlbereich auch auf dem Prüfstand zu gewährleisten, wurde die Rampe der Drehzahländerung gegenüber der Simulation deutlich verringert auf  $\Delta n = 80$  / (min s). Bei dem Träg-

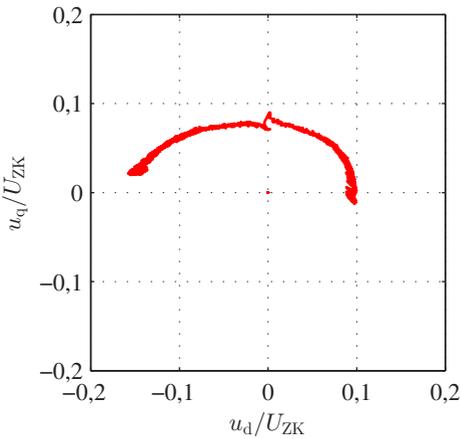
## 5 Stromsollwertvorgabe zur Drehmomentsteuerung



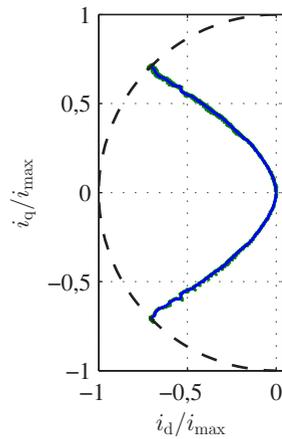
(a) Zeitverläufe von Drehzahl und Drehmoment



(b) Zeitverlauf der Stromkomponenten



(c) Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$



(d) Stromraumzeiger  $\underline{i}_s$

Abbildung 5.14: Langsame Änderung des Drehmomentsollwerts von  $M^* = -125 \text{ Nm}$  auf  $M^* = 125 \text{ Nm}$  bei  $n = 1000 \text{ /min}$

heitsmoment der PSM von  $J = 0,04 \text{ Nm}$  ergibt sich das für die Beschleunigung der eigenen Masse benötigte Drehmoment  $M_b$  zu

$$M_b = J \cdot \Delta n \cdot 2\pi = 0,335 \text{ Nm.} \quad (5.9)$$

Das an der Welle gemessene Drehmoment ist um diesen Wert kleiner als das von der PSM tatsächlich erzeugte Drehmoment zur Beschleunigung des gesamten Maschinensatzes (vgl. [75]). Der relative Fehler gegenüber den Sollmomenten von 60 Nm bzw. 100 Nm ist nach Gl. 5.9 aber sehr klein und somit vernachlässigbar.

Der Betrieb mit einer Drehmomentvorgabe von  $M^* = 60 \text{ Nm}$  bei  $U_{ZK} = 300 \text{ V}$  ist in Abb. 5.15 abgebildet. Die Spannungsgrenze wird nach etwa 33 s erreicht, von wo an sich der Stromraumzeiger  $i_s$  entlang der Drehmenthyperbel bewegt. Zum Zeitpunkt  $t \approx 80 \text{ s}$  wird bei einer Drehzahl von  $n \approx 9500 \text{ /min}$  direkt auf die MMPV-Kennlinie abgebogen, ohne dass der Strom zuvor seinen Maximalwert erreicht hat. Der  $d$ -Strom wird somit wieder betragsmäßig kleiner, ebenso der  $q$ -Strom. Die Zeitverläufe der Stromkomponenten entsprechen in ihrer Form denen aus der Simulation.

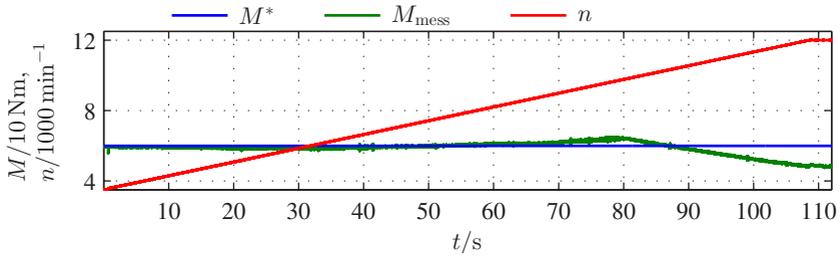
Das gemessene Drehmoment entspricht bis zum Erreichen der Grenzkennlinie sehr gut seinem Sollwert. Erst kurz vor Eintreten des MMPV-Betriebs steigt  $M_{\text{mess}}$  leicht an und weicht um  $\approx 5 \text{ Nm}$  nach oben von  $M^*$  ab. Als Grund hierfür sind Parameterungenauigkeiten in der LUT-Erstellung zu vermuten.

Die Trajektorie des Spannungsraumzeigers  $\underline{u}_s$  (Abb. 5.15c) ist in den Messungen stark verschmiert gegenüber den Simulationsergebnissen, was an den nun auftretenden Störungen in den Stromkomponenten liegt, die von der Stromregelung ausgegelt werden müssen.

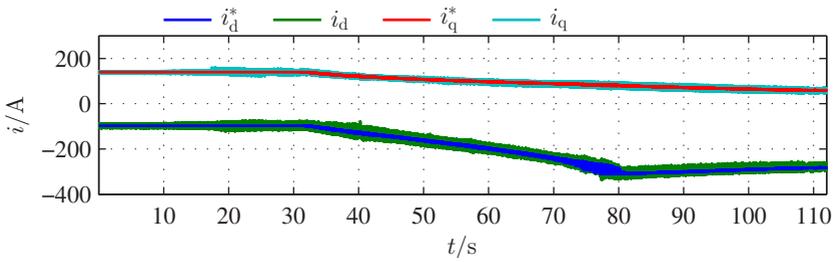
Eine große Rolle spielen hierbei die in Kapitel 3.5.2 beschriebenen Nichtlinearitäten des Pulswechselrichters. Die aufgrund von Mindesteinschalt- und Verriegelungszeiten nicht erreichbare Zone unterhalb der theoretischen Aussteuerungsgrenze wird von der Regelung im DSP nicht beachtet, so dass regelmäßig Spannungsraumzeiger genau in diesem Bereich angefordert werden. Im Modulator werden diese nicht exakt realisiert, sondern auf tatsächlich realisierbare Spannungen angepasst, wodurch nahe der Maximalspannung verhältnismäßig große Fehler in den Spannungszeitflächen entstehen. Dies wurde jedoch bewusst in Kauf genommen, um den Betrieb an der tatsächlichen Spannungsgrenze zu realisieren.

Zudem ist zu sehen, dass der Spannungsraumzeiger zeitweise außerhalb des Maximalkreises für sinusförmige Ansteuerung liegt, was auf die dynamische Übermodulation (Kap. 6.6) zurückzuführen ist.

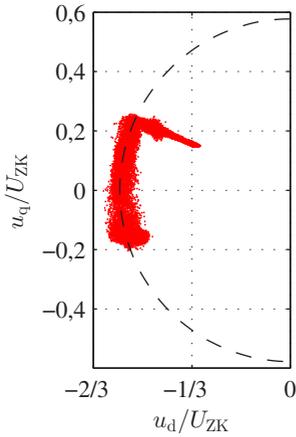
## 5 Stromsollwertvorgabe zur Drehmomentsteuerung



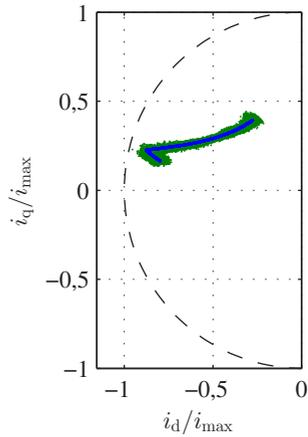
(a) Zeitverläufe von Drehzahl und Drehmoment



(b) Zeitverlauf der Stromkomponenten



(c) Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$



(d) Stromraumzeiger  $\underline{i}_s$

Abbildung 5.15: Rampenförmige Drehzahländerung mit  $M^* = 60 \text{ Nm}$  und  $U_{ZK} = 300 \text{ V}$

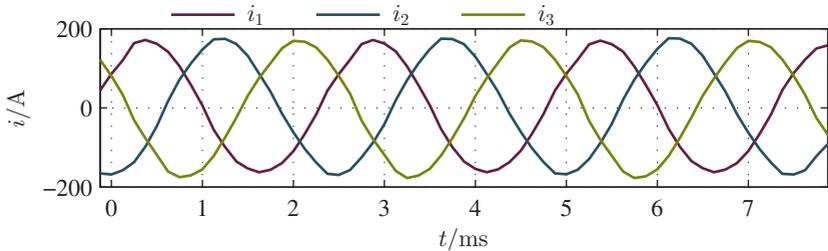
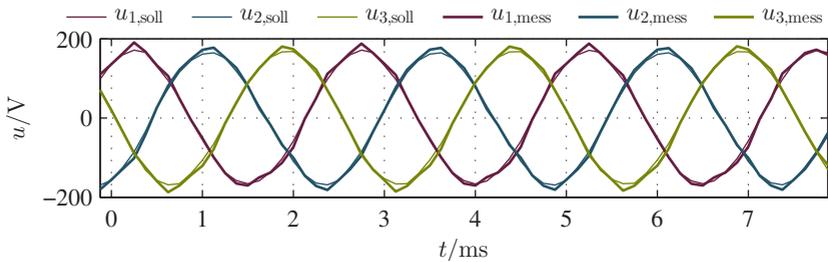
(a) Zeitverlauf der Strangströme bei  $n = 6000$  /min(b) Zeitverlauf der Strangspannungen bei  $n = 6000$  /min

Abbildung 5.16: Ausschnitt der Zeitverläufe der Stranggrößen bei rampenförmiger Drehzahländerung mit  $M^* = 60$  Nm und  $U_{ZK} = 300$  V

Grundsätzlich entspricht der Verlauf von  $u_s$  dem aus der Simulation, da die Spannung mit steigender Drehzahl zunächst betragsmäßig wächst bis zur Spannungsgrenze, sich anschließend an diese anschmiegt und lediglich im Winkel verändert wird.

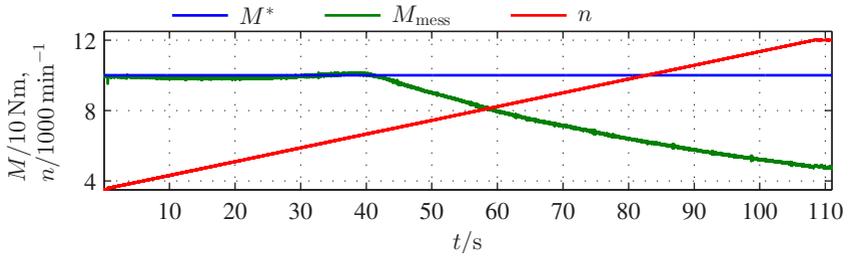
In Abb. 5.16 ist ein Zeitausschnitt des langsamen Beschleunigungsvorgangs mit  $M^* = 60$  Nm zu sehen, in dem die mit dem DSP aufgezeichneten Stranggrößen der Maschine aufgetragen sind. Die Drehzahl der Maschine beträgt zu diesem Zeitpunkt  $n = 6000$  /min. Die Strangströme weisen einen annähernd sinusförmigen Verlauf auf.

Abb. 5.16b enthält neben den mit der A/D-Karte abgetasteten, auf die Taktperioden bezogenen Mittelwerten der Strangspannungen, zusätzlich die von der Stromregelung an den Modulator übergebenen Spannungssollwerte. Die angesprochene Differenz zwischen Soll- und Istwerten aufgrund der Nichtlinearitäten des Pulswechselrichters lässt sich insbesondere in den Maxima der Span-

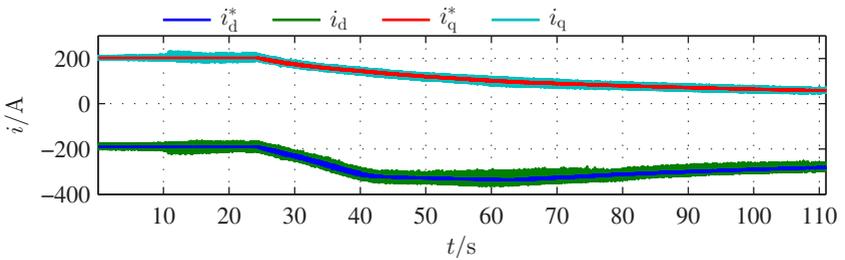
nungsverläufen gut erkennen. Die tatsächlich an der Maschine anliegende Spannung ist hier jeweils erhöht gegenüber ihrem Sollwert.

Die Messergebnisse zum Betrieb mit einer Drehmomentvorgabe von  $M^* = 100 \text{ Nm}$  bei einer Zwischenkreisspannung von  $U_{ZK} = 300 \text{ V}$  sind in Abb. 5.17 dargestellt, die bei  $U_{ZK} = 400 \text{ V}$  in Abb. 5.18. Die aufgezeichneten Zeitverläufe und Raumzeigertrajektorien stimmen auch hier jeweils sehr gut mit den Simulationsergebnissen überein. Ein Ansteigen des Drehmoments kurz vor Erreichen der Grenzkennlinie ist in beiden Fällen ebenfalls erkennbar, die Abweichungen vom Sollmoment sind dabei jedoch deutlich geringer als im vorangegangenen Messergebnis.

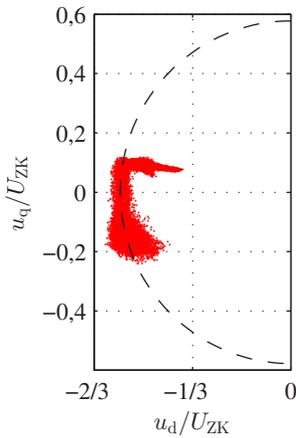
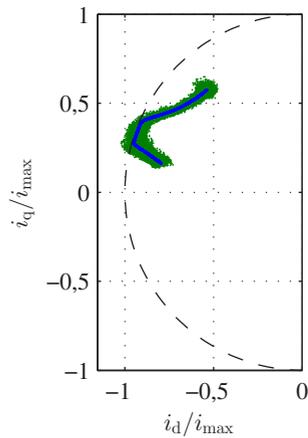
Anhand der dargestellten Messergebnisse ist die Funktionsfähigkeit der beschriebenen Struktur zur Steuerung des Drehmoments mit maximaler Spannung auch im realen Betrieb nachgewiesen. Abweichend von der Simulation kommen hier Nichtlinearitäten des Stromrichters sowie Ungenauigkeiten der Maschinenparameter und deren Temperaturabhängigkeiten hinzu.



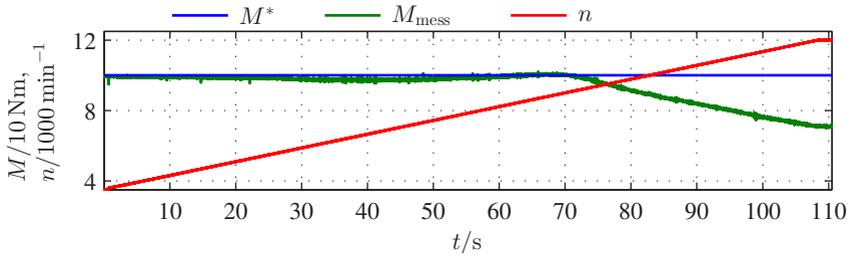
(a) Zeitverläufe von Drehzahl und Drehmoment



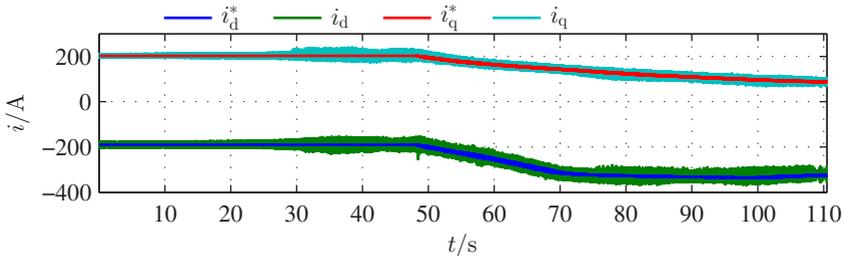
(b) Zeitverlauf der Stromkomponenten

(c) Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$ (d) Stromraumzeiger  $\underline{i}_s$ Abbildung 5.17: Rampenförmige Drehzahländerung mit  $M^* = 100 \text{ Nm}$  und  $U_{ZK} = 300 \text{ V}$

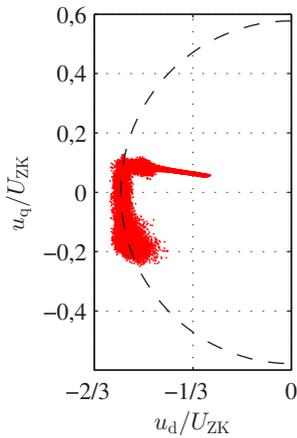
## 5 Stromsollwertvorgabe zur Drehmomentsteuerung



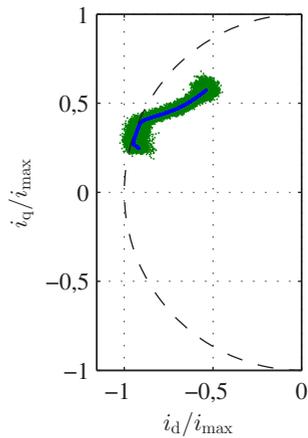
(a) Zeitverläufe von Drehzahl und Drehmoment



(b) Zeitverlauf der Stromkomponenten



(c) Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$



(d) Stromraumzeiger  $\underline{i}_s$

Abbildung 5.18: Rampenförmige Drehzahländerung mit  $M^* = 100 \text{ Nm}$  und  $U_{ZK} = 400 \text{ V}$

# 6

## Stromregelung

Die unterlagerte Stromregelung der Synchronmaschine hat die Aufgabe, die Sollwerte  $i_d^*$  und  $i_q^*$  der Stromkomponenten stabil und stationär genau einzu-regeln. Dazu wird auf eine rotororientierte Stromregelung zurückgegriffen, deren Bezugsachse der Lage des im Rotor durch die Permanentmagnete erzeugten Flusses entspricht.

In diesem Kapitel wird die Auslegung und Parametrierung der rotororientierten Stromregelung beschrieben, ausgehend von der klassischen Struktur der Stromregelung mit PI-Reglern für eine lineare Maschine. Anschließend wird eine Erweiterung der Stromregelstruktur zur Parameternachführung eingeführt, mit der es möglich ist, diese Art der Stromregelung auch für Maschinen mit starken Sättigungseigenschaften anzuwenden.

Die vorgeschlagene Parameternachführung wird zusätzlich auf eine mit Zustandsraummethodiken entwickelte Reglerstruktur angewandt, mit der die Dynamik und das Störverhalten der Regelung gegenüber der PI-Regelung verbessert werden können.

Für die Spannungsbegrenzung wird die dynamische Übermodulation eingeführt, um bei Sollwertsprüngen die gesamte zur Verfügung stehende Ausgangsspannung des Pulswechselrichters nutzen zu können. Dazu werden verschiedene Verfahren der dynamischen Übermodulation beschrieben und deren Auswirkungen auf die Stromregelung untersucht.

## 6.1 Rotororientierte Stromregelung mit PI-Reglern

Das allgemeine Strukturbild einer rotororientierten Stromregelung mit PI-Reglern für eine PSM mit konstanten Induktivitäten  $L_d$  und  $L_q$  ist in Abb. 6.1 zu sehen. Die Stromsollwerte  $i_d^*$  und  $i_q^*$  werden mit den ins rotierende Koordinatensystem transformierten Istwerten  $i_d$  und  $i_q$  verglichen und die Regelgrößenabweichungen  $e_d$  und  $e_q$  jeweils einem PI-Regler zugeführt. Die beiden Regler berechnen als Stellgrößen die jeweilige Spannung  $u_d'$  bzw.  $u_q'$ . Den Reglerausgangsgrößen werden anschließend die vorzusteuern den Gegenspannungen hinzuaddiert, die drehzahl- und stromabhängig sind. Die Berechnung der Gegenspannungen geschieht im Entkopplungsnetzwerk (gelbe Elemente in Abb. 6.1). Zur Entkopplung werden dabei die Sollwerte  $i_d^*$  und  $i_q^*$  herangezogen, da diesen kein Messrauschen überlagert ist und sie somit gegenüber den Messwerten einen ruhigeren Verlauf aufweisen [76].

Zusätzlich kann die Polradspannung vorgesteuert werden, welche durch den Permanentmagnetfluss hervorgerufen wird. Dies geschieht, indem der Term  $\omega \Psi_{PM}$  ebenfalls zur Spannung  $u_q'$  hinzuaddiert wird.

Die aus der Summe von Reglerausgangsspannung und Entkopplungsnetzwerk geforderten Spannungen  $u_d^*$  und  $u_q^*$  können bei Übergangsvorgängen wie sprungförmigen Drehmomentanforderungen und generell bei hohen Drehzahlen, bei denen nahe der maximal erreichbaren Spannung operiert wird, diese überschreiten. In diesem Fall muss die Spannung begrenzt werden.

Die resultierenden Spannungen  $u_d$  und  $u_q$  werden anschließend über einen Vektordreher in das statorfeste Bezugssystem und daraufhin mit der 2/3-Wandlung in die drei Strangspannungen  $u_1$ ,  $u_2$  und  $u_3$  transformiert. Mittels einer Pulsweitenmodulation werden die Spannungen vom Pulswechselrichter an die Maschine angelegt. Eine Beschreibung verschiedener Modulationsverfahren findet sich in Abschnitt 3.5.1 wieder.

Als Messgrößen werden die drei Strangströme  $i_1$ ,  $i_2$  und  $i_3$  sowie der Rotorpositionswinkel  $\gamma$  der PSM zurückgeführt. Die gemessenen Ströme werden 3/2-transformiert und anschließend über den Winkel  $\gamma$  in das rotierende  $d,q$ -Bezugssystem überführt, um die beiden Stromkomponenten zu erhalten, die dem Vergleich mit den Sollwerten zugeführt werden.

Zur Parametrierung der PI-Regler bedient man sich Einstellregeln wie beispielsweise dem Betragsoptimum [77]. Dieses stellt einen guten Kompromiss dar zwischen einer schnellen Antwort auf einen Führungsgrößensprung mit geringem Überschwingen und einem guten Störverhalten [15].

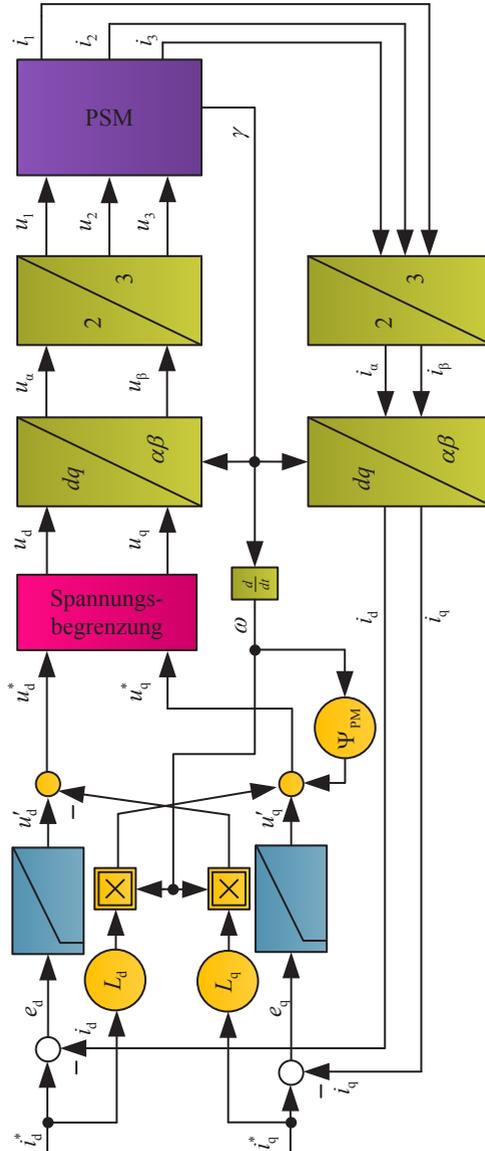


Abbildung 6.1: Signalflussplan der klassischen rotororientierten Regelung

Um die Einstellregeln des Betragsoptimums anwenden zu können, wird die Regelstrecke analysiert. Die Übertragungsglieder der Stromregelstrecken lauten im zeitkontinuierlichen Bereich

$$i_d + \frac{L_d}{R_s} \cdot \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{R_s} \cdot (u_d - u_{d,\text{geg}}), \quad (6.1)$$

$$i_q + \frac{L_q}{R_s} \cdot \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{R_s} \cdot (u_q - u_{q,\text{geg}}) \quad (6.2)$$

mit den Gegenspannungen

$$u_{d,\text{geg}} = -\omega L_q i_q, \quad (6.3)$$

$$u_{q,\text{geg}} = \omega (L_d i_d + \Psi_{PM}). \quad (6.4)$$

Werden die Gegenspannungen korrekt vorgesteuert, ergibt sich für die Übertragungsfunktionen der Stromregelstrecken im Laplace-Bereich

$$G_{\text{Str},d} = \frac{I_d}{U_d} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + \tau_d \cdot s}, \quad (6.5)$$

$$G_{\text{Str},q} = \frac{I_q}{U_q} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + \tau_q \cdot s}, \quad (6.6)$$

mit den Streckenzeitkonstanten

$$\tau_d = \frac{L_d}{R_s} \quad \text{und} \quad \tau_q = \frac{L_q}{R_s}. \quad (6.7)$$

Für die Reglerauslegung müssen zusätzlich die Totzeiten der Regelstrecke beachtet werden, die durch Messung, Berechnung und das Stellglied entstehen [37, 78]. Für die lineare Auslegung des Reglers wird die Summe dieser Totzeiten  $\tau_\sigma$  als Übertragungsglied mit PT1-Verhalten approximiert:

$$G_{tz} = \frac{1}{1 + \tau_\sigma s} \quad (6.8)$$

Wird der Stromregler als Kompensationsregler mit der Übertragungsfunktion

$$G_R = V_r \frac{1 + s T_n}{s T_n} \quad (6.9)$$

angesetzt, so ergeben sich nach den Einstellregeln des Betragsoptimums für Reglerverstärkung  $V_r$  und Nachstellzeit  $T_n$  [15]:

$$V_{r,d} = R \cdot \frac{\tau_d}{2 \tau_\sigma} = \frac{L_d}{2 \tau_\sigma}, \quad T_{n,d} = \tau_d, \quad (6.10)$$

$$V_{r,q} = R \cdot \frac{\tau_q}{2 \tau_\sigma} = \frac{L_q}{2 \tau_\sigma}, \quad T_{n,q} = \tau_q. \quad (6.11)$$

Aufgrund der magnetischen Unsymmetrie der Maschine mit eingebetteten Magneten ergeben sich unterschiedliche Stromreglerparameter für die Stromregler in  $d$ - und  $q$ -Richtung, um für beide Regelgrößen  $i_d$  und  $i_q$  die gleiche Dynamik zu erhalten.

## 6.2 Umsetzung im digitalen Regelungssystem

Wird die Stromregelstrecke auf einem digitalen Rechner umgesetzt, so ergibt sich die zeitliche Abfolge aus Abb. 6.2 zum Einprägen eines Stromsollwerts  $i^*$ :

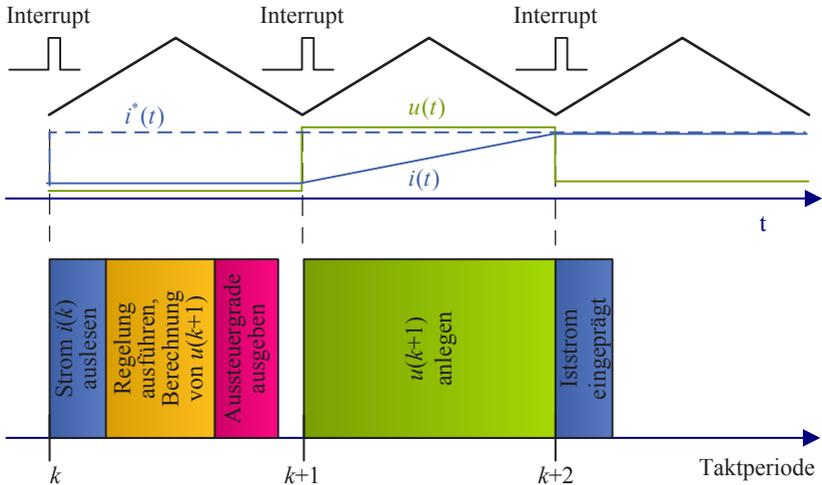


Abbildung 6.2: Zeitliche Abfolge der diskreten Regelung zum Einprägen eines Stroms  $i^*$

Zu Beginn der Taktperiode  $k$  werden die Messwerte ausgelesen und transformiert. Die Regelalgorithmen werden innerhalb der Taktperiode berechnet und für jeden der drei Brückenarme wird ein Aussteuergrad bestimmt. Die Aussteuergrade werden an den Modulator übergeben, der sie mit Beginn der folgenden Taktperiode  $k + 1$  übernimmt und während dieses Taktintervalls die entsprechende Spannung an die Maschine anlegt. Der Strom  $i$  steigt somit innerhalb der Taktperiode  $k + 1$  an und erreicht idealerweise zu Beginn der darauf folgenden Taktperiode  $k + 2$  seinen Sollwert  $i^*$ .

Da der Mittelwert der Spannung  $u(k + 1)$  zeitlich der Mitte des Taktintervalls  $k + 1$  zugeordnet wird, vergeht demnach eine Totzeit von  $\tau_\sigma = 1,5T_A$  von der Sollwertvorgabe  $i^*$  bis zum Anlegen der entsprechenden Spannung, die in die beschriebene Auslegung der Reglerparameter eingeht [78].

Für die Implementierung auf dem DSP werden Reglerverstärkung  $V_r$  und Nachstellzeit  $T_n$  der Stromregler in Proportionalverstärkung  $K_p$  und Integralverstärkung  $K_i$  umgerechnet, so dass die Reglerübertragungsfunktion die Form

$$G_{R,s} = K_p + K_i \frac{1}{s} \quad (6.12)$$

bekommt. Die digitale Umsetzung erfolgt schließlich in der Form

$$G_{R,z} = K_p + K_i \frac{T_A}{z - 1}. \quad (6.13)$$

Durch Koeffizientenvergleich mit Gl. (6.9) ergibt sich für die Reglerparameter:

$$K_{p,d} = \frac{L_d}{2 \tau_\sigma}, \quad K_{i,d} = \frac{R}{2 \tau_\sigma}, \quad (6.14)$$

$$K_{p,q} = \frac{L_q}{2 \tau_\sigma}, \quad K_{i,q} = \frac{R}{2 \tau_\sigma}. \quad (6.15)$$

Die magnetische Unsymmetrie der Maschine ist nach wie vor in den verschiedenen Proportionalverstärkungen der beiden Stromregler sichtbar. Die Integralverstärkung hingegen ist davon unabhängig, so dass der Reglerparameter  $K_i$  für beide Stromregler identisch ist.

Für die Rücktransformation der Maschinenspannungen in das stationäre Koordinatensystem muss die Totzeit  $\tau_\sigma$  ebenfalls beachtet werden, da der Rotorwinkel  $\gamma$  bei sich drehender Maschine zu Beginn und Ende der Totzeit verschieden ist. Um dies in die Modellbildung einfließen zu lassen, wird im Folgenden in Anlehnung an [37] zwischen dem Steuerspannungsraumzeiger  $\underline{u}_{St}$  und dem Sta-

torspannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$  unterschieden. Die Steuerspannung ist dabei diejenige Spannung, die in der Taktperiode  $k$  von der Stromregelung an den Modulator übergeben wird. Die Statorspannung ist die Spannung, die aufgrund der Rechenzeit in der folgenden Taktperiode  $k + 1$  an der Maschine anliegt. Im Zeitbereich gilt somit bei konstanter Zwischenkreisspannung

$$\underline{u}_{s,\alpha\beta}(t) = \underline{u}_{St,\alpha\beta}(t - \tau_\sigma) . \quad (6.16)$$

Unter der Annahme, dass sich der Rotorwinkel  $\gamma$  der Maschine während dieser Zeit linear ändert,

$$\gamma(t) = \gamma(t - \tau_\sigma) + \omega \cdot \tau_\sigma , \quad (6.17)$$

ergibt sich für den Zusammenhang zwischen Statorspannung und Steuerspannung in rotierenden Koordinaten der Zusammenhang [37]

$$\underline{u}_{s,dq}(t) = e^{-j\omega\tau_\sigma} \cdot \underline{u}_{St,dq}(t - \tau_\sigma) . \quad (6.18)$$

Es existiert demnach eine durch die Rechenzeit  $\tau_\sigma$  bedingte Verkopplung der beiden Komponenten  $d$  und  $q$ , die kompensiert werden kann, indem der Steuerspannungsraumzeiger  $\underline{u}_{St}$  vor der Übergabe an den Modulator um den während  $\tau_\sigma$  vom Rotor überstrichenen Winkel  $\Delta\gamma = \omega \tau_\sigma$  gedreht wird:

$$\underline{u}_{St,dq} = \underline{u}_{s,dq}^* \cdot e^{j\omega\tau_\sigma} = \underline{u}_{s,dq}^* \cdot e^{j \cdot 1,5 \omega T_A} \quad (6.19)$$

In Komponentenschreibweise lautet dies

$$u_{St,d} = u_{s,d}^* \cos(1,5 \omega T_A) - u_{s,q}^* \sin(1,5 \omega T_A) , \quad (6.20)$$

$$u_{St,q} = u_{s,q}^* \cos(1,5 \omega T_A) + u_{s,d}^* \sin(1,5 \omega T_A) . \quad (6.21)$$

Die so berechneten Steuerspannungen werden anschließend ins stationäre  $\alpha,\beta$ -System rücktransformiert und schließlich 2/3 gewandelt:

$$u_{St,\alpha} = u_{St,d} \cos(\gamma) - u_{St,q} \sin(\gamma) \quad (6.22)$$

$$u_{St,\beta} = u_{St,q} \cos(\gamma) + u_{St,d} \sin(\gamma) \quad (6.23)$$

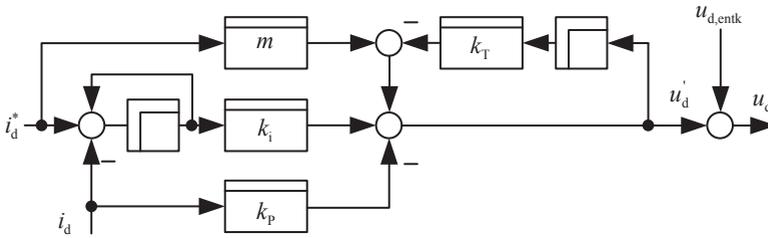


Abbildung 6.3: Signalflossplan des mit Zustandsraumethodiken entworfenen Reglers für eine Stromkomponente

$$u_{St,1} = u_{St,\alpha} \tag{6.24}$$

$$u_{St,2} = -\frac{1}{2}u_{St,\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{St,\beta} \tag{6.25}$$

$$u_{St,3} = -\frac{1}{2}u_{St,\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{St,\beta} \tag{6.26}$$

### 6.3 Stromregler mit Deadbeat-Verhalten

Der vorgestellte PI-Regler für die Stromregelung kann durch komplexere Stromreglerstrukturen ersetzt werden, die es ermöglichen, die gewünschte Dynamik gezielt einzustellen und gegenüber dem klassischen, zeitkontinuierlich ausgelegten PI-Regler zu verbessern [37]. Die dabei maximal erreichbare Dynamik stellt das Deadbeat-Verhalten dar, bei dem ein Stromsollwertsprung innerhalb einer Abtastperiode realisiert wird, sofern die dazu benötigte Spannung vorhanden ist.

In der Habilitationsschrift von Dr.-Ing. Uwe Nuß [79] wird mit Hilfe von Zustandsraumethodiken eine Struktur für die Ankerstromregelung einer Gleichstrommaschine entworfen, die bei entsprechender Parametrierung Deadbeat-Verhalten aufweist. Unter der Annahme einer idealen Entkopplung durch Vorsteuerung der Gegenspannungen lässt sich diese Struktur in doppelter Ausführung für die getrennte Regelung der beiden Stromkomponenten  $i_d$  und  $i_q$  der Synchronmaschine heranziehen [5]. Der Signalflossplan zur Regelung einer Stromkomponente ist in 6.3 dargestellt.

Die benötigten Reglerparameter zur Einstellung der Dynamik der Stromregelung können wahlweise mit Zustandsraummethoden [11, 79] oder durch zeitdiskrete Betrachtung des geschlossenen Regelkreises [5] berechnet werden zu:

$$m_d = (1 - z_{w,d}) \cdot \frac{R_s}{1 - e^{-T_A/\tau_d}} \quad (6.27)$$

$$k_{P,d} = \left[ (1 - z_{w,d})(1 - z_{I,d}) + \left(1 - z_{w,d} - z_{I,d} + e^{-T_A/\tau_d}\right) e^{-T_A/\tau_d} \right] \cdot \frac{R_s}{1 - e^{-T_A/\tau_d}} \quad (6.28)$$

$$k_{T,d} = (1 - z_{w,d} - z_{I,d}) + e^{-T_A/\tau_d} \quad (6.29)$$

$$k_{I,d} = (1 - z_{w,d}) \cdot (1 - z_{I,d}) \cdot \frac{R_s}{1 - e^{-T_A/\tau_d}} \quad (6.30)$$

$$m_q = (1 - z_{w,q}) \cdot \frac{R_s}{1 - e^{-T_A/\tau_q}} \quad (6.31)$$

$$k_{P,q} = \left[ (1 - z_{w,q})(1 - z_{I,q}) + \left(1 - z_{w,q} - z_{I,q} + e^{-T_A/\tau_q}\right) e^{-T_A/\tau_q} \right] \cdot \frac{R_s}{1 - e^{-T_A/\tau_q}} \quad (6.32)$$

$$k_{T,q} = (1 - z_{w,q} - z_{I,q}) + e^{-T_A/\tau_q} \quad (6.33)$$

$$k_{I,q} = (1 - z_{w,q}) \cdot (1 - z_{I,q}) \cdot \frac{R_s}{1 - e^{-T_A/\tau_q}} \quad (6.34)$$

Mit Hilfe der Regelungseigenwerte  $z_{w,d/q}$  und  $z_{I,d/q}$  lassen sich hierbei gezielt die gewünschten Führungsgrößenzeitkonstanten  $\tau_{w,d/q}$  sowie die Integrationszeitkonstanten  $\tau_{I,d/q}$  einstellen. Die Zusammenhänge dazu lauten [5]

$$z_{w,d} = e^{-T_A/\tau_{w,d}}, \quad z_{I,d} = e^{-T_A/\tau_{I,d}}, \quad (6.35)$$

$$z_{w,q} = e^{-T_A/\tau_{w,q}}, \quad z_{I,q} = e^{-T_A/\tau_{I,q}}. \quad (6.36)$$

Mit  $\tau_{w,d} = 0$  und  $\tau_{w,q} = 0$  bzw.  $z_{w,d} = z_{w,q} = 1$  wird demnach für beide Stromkomponenten Deadbeat-Verhalten eingestellt.

## 6.4 Stromreglerauslegung für Maschinen mit Sättigungseigenschaften

Sollen die oben beschriebenen Stromregelungen für hoch ausgenutzte Synchronmaschinen verwendet werden, so sind die Sättigungseigenschaften der Maschine bei der Reglerauslegung zu berücksichtigen. Unter Beibehaltung der linearen Struktur mit konstanten Reglerparametern müsste der Stromregler sehr robust ausgelegt werden, um über den gesamten Betriebsbereich die Stabilität zu gewährleisten, was zu Lasten der erreichbaren Dynamik ginge [35].

Werden hingegen unter Beibehaltung der linearen Reglerstruktur die Reglerparameter dem aktuellen Betriebspunkt entsprechend nachgeführt, kann eine hohe Dynamik unter der Wahrung der Stabilität über den gesamten Betriebsbereich gewährleistet werden [31, 33]. Bei der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten und im Folgenden beschriebenen Art der Parameternachführung wurde versucht, die klassische Stromreglerstruktur mit minimalem zusätzlichen Aufwand beizubehalten.

### 6.4.1 Parameternachführung der Stromregler

In Kapitel 2.1 werden die Systemgleichungen der PSM mit Sättigungseigenschaften hergeleitet, die hier zur Übersicht nochmals angegeben werden:

$$u_d = R_s i_d + L_{dd} \frac{di_d}{dt} + L_{dq} \frac{di_q}{dt} - \omega \psi_q \quad (6.37)$$

$$u_q = R_s i_q + L_{dq} \frac{di_d}{dt} + L_{qq} \frac{di_q}{dt} + \omega \psi_d. \quad (6.38)$$

Für die Zeitkonstanten der Stromregelstrecken entscheidend sind die differentiellen Induktivitäten im jeweiligen Betriebspunkt, also beim aktuellen Strom  $\dot{i}_s = i_d + j i_q$ . Die dynamische Kreuzverkopplung wird für die Reglerauslegung vernachlässigt, so dass  $L_{dq} = 0$  gilt.

Für den stationären Betrieb reicht es demnach aus, LUTs mit den Werten für  $L_{dd}$  und  $L_{qq}$  für jeden Punkt der Stromebene bzw. für ein ausreichend genaues Raster abzuspeichern, um die Reglerparameter betriebspunktabhängig nachführen zu können. Damit wird jeweils eine Linearisierung im aktuellen Arbeitspunkt durchgeführt.

Tritt jedoch ein Sollwertsprung auf, so stellt sich die Frage, welche Werte für die differentiellen Induktivitäten bzw. für die Parameternachführung eingesetzt

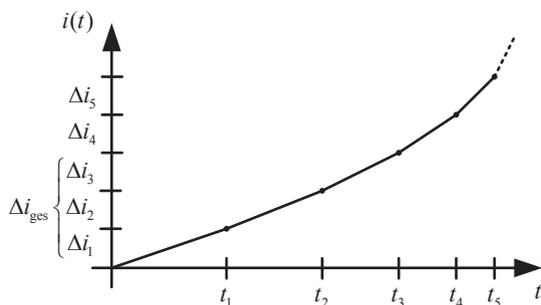


Abbildung 6.4: Stromanstieg in einer Spule mit Sättigungscharakteristik, angenähert durch Geradenabschnitte

werden müssen, um eine auch für transiente Vorgänge gültige Linearisierung zu erhalten. Dazu wird zunächst der Strom in einer einzelnen Spule mit Sättigungseigenschaften betrachtet.

### Stromanstieg in einer Spule mit Sättigungseigenschaften

Abb. 6.4 zeigt den Verlauf des Stroms in einer Spule mit ausgeprägtem Sättigungsverhalten bei Anlegen einer konstanten Spannung. Der Strom weist aufgrund der Sättigung mit kleiner werdendem Induktivitätswert eine größer werdende Steigung auf.

Wird der Stromanstieg in lineare Stromabschnitte  $\Delta i_n$  eingeteilt, ergeben sich Zeitabschnitte  $\Delta t_n$ , die entsprechend Abb. 6.4 mit stärker steigendem Strom kürzer werden. Die einzelnen Zeitpunkte  $t_n$  sind dabei zunächst unbekannt, ließen sich aber unter Kenntnis der zu den jeweiligen Stromabschnitten gehörenden Induktivitätswerten  $L(\Delta i_n) = L_n$  bestimmen. Für die Nachführung der Reglerparameter wird jedoch die mittlere Induktivität  $L_{\text{eff}}$  gesucht, die für den gesamten Stromanstieg innerhalb des Zeitabschnitts  $T$  wirksam ist, um daraus die entsprechende Zeitkonstante ermitteln zu können.

Dazu wird zunächst der Fall angenommen, dass die Zeitperiode  $T$  genau drei Zeitabschnitten aus Abb. 6.4 entspricht,  $T = t_3$ . Der gesamte Stromanstieg innerhalb von  $T$  bei konstanter Spannung entspricht dann:

$$\Delta i_{\text{ges}} = u \cdot \left( \frac{t_1}{L_1} + \frac{t_2 - t_1}{L_2} + \frac{t_3 - t_2}{L_3} \right) = u \cdot \frac{t_3}{L_{\text{eff}}} \quad (6.39)$$

Mit der Forderung, dass die Stromwerte  $\Delta i_n$  äquidistant zueinander sind, gilt:

$$\frac{\Delta i_{\text{ges}}}{3} = u \cdot \frac{t_1}{L_1} = u \cdot \frac{t_2 - t_1}{L_2} = u \cdot \frac{t_3 - t_2}{L_3} \quad (6.40)$$

Löst man den mittleren Term der Gleichungskette (6.40) nach  $\frac{t_1}{L_1}$  auf, so erhält man:

$$\frac{t_1}{L_1} = \frac{t_2}{L_1 + L_2} \quad (6.41)$$

Wird dies in den rechten Term der Gleichungskette (6.40) eingesetzt, ergibt sich:

$$\frac{t_2}{L_1 + L_2} = \frac{t_3}{L_1 + L_2 + L_3} \quad (6.42)$$

Damit lässt sich der linke Term von (6.40) lösen zu:

$$\Delta i_{\text{ges}} = u \cdot t_3 \cdot \frac{3}{L_1 + L_2 + L_3} = u \cdot \frac{T}{\bar{L}_n} \quad (6.43)$$

$\bar{L}_n$  ist dabei der arithmetische Mittelwert aller während des Stromanstiegs durchlaufenen differentiellen Induktivitäten.

Gl. (6.43) lässt sich folgendermaßen deuten: Die benötigte Spannung  $u$  für eine Stromänderung  $\Delta i$  innerhalb der Zeitperiode  $T$  an einer Spule mit Sättigungseigenschaften kann mit dem Mittelwert der innerhalb der Stromänderung auftretenden differentiellen Induktivitäten berechnet werden.

Die allgemeine Gültigkeit von Gl. (6.43) kann mit Hilfe der vollständigen Induktion bewiesen werden. Dieser Beweis ist im Anhang in Abschnitt A.1 zu finden. Gl. (6.43) lautet allgemein:

$$\Delta i_{\text{ges}} = u \cdot T \cdot \frac{k}{\sum_{n=1}^k L_n} = u \cdot \frac{T}{\bar{L}_n} \quad (6.44)$$

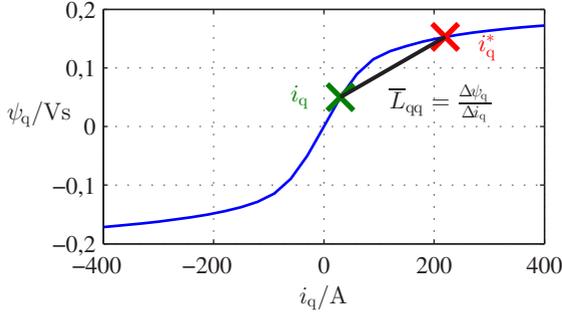


Abbildung 6.5: Ermittlung der effektiven Induktivität aus der Flusskennlinie am Beispiel von  $\psi_q$

Wird ein sehr kleiner Stützstellenabstand des Stromrasters angenommen, so lässt sich die Mittelwertberechnung für  $\bar{L}_n$  durch Integration vornehmen [80]:

$$\begin{aligned} \bar{L}_n &= \frac{1}{k} \cdot \sum_{n=1}^k L(i_n) \approx \frac{1}{i_k - i_1} \cdot \int_{i_1}^{i_k} L(i) di \\ &= \frac{1}{i_k - i_1} \cdot [\Psi(i_k) - \Psi(i_1)] \end{aligned} \quad (6.45)$$

Zur Berechnung der wirksamen Induktivität während einer Stromänderung lässt sich demnach direkt die Flusscharakteristik der Spule verwenden.

### Anwendung für die Stromregelung mit PI-Reglern

Für die Anwendung der Stromregelung der PSM lässt sich dies ausnutzen, indem die gemessenen Flusskennfelder aus Kapitel 4 für die Parameternachführung herangezogen werden. Da die Stromregler unabhängig voneinander die beiden Stromkomponenten regeln, müssen die Berechnungen der wirksamen Induktivitäten nach Gl. (6.45) jeweils in Richtung des betroffenen Stroms durchgeführt werden. Die für die Stromänderung wirksamen differentiellen Induktivitäten ergeben sich somit zu

$$\bar{L}_{dd} = \frac{\Psi_d(i_d^*, i_q) - \Psi_d(i_d, i_q)}{i_d^* - i_d}, \quad (6.46)$$

$$\bar{L}_{qq} = \frac{\Psi_q(i_d, i_q^*) - \Psi_q(i_d, i_q)}{i_q^* - i_q}. \quad (6.47)$$

Die nach dem Betragsoptimum ausgelegten Reglerparameter können dann direkt aus den ermittelten differentiellen Induktivitäten nachgeführt werden:

$$K_{P,d} = \frac{\bar{L}_{dd}}{2\tau_\sigma} \qquad K_{P,q} = \frac{\bar{L}_{qq}}{2\tau_\sigma} \qquad (6.48)$$

Die Integralverstärkung ist unabhängig von den Induktivitäten und damit konstant und unabhängig vom Betriebspunkt.

Der sich ergebende Signalfussplan für die beiden PI-Regler mit Parameternachführung ist in Abb. 6.6 dargestellt. Für die Linearisierung werden lediglich die LUTs mit den Flussverkettungen benötigt.

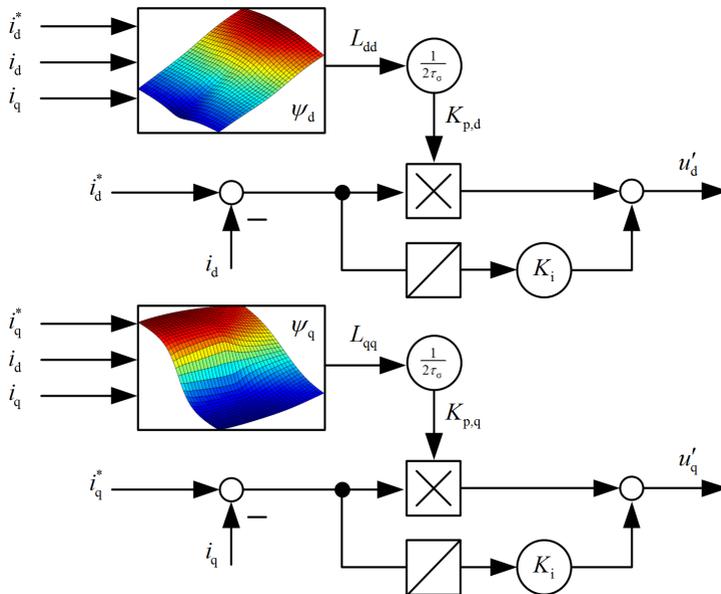


Abbildung 6.6: PI-Stromregler mit Parameternachführung

### Anwendung für die Stromregelung mit Deadbeat-Verhalten

Die beschriebene Parameternachführung lässt sich in ähnlicher Weise für die Stromreglerstruktur mit Deadbeat-Verhalten auf S. 100 anwenden. Die wirksa-

men Streckenzeitkonstanten ergeben sich aus den ermittelten wirksamen Induktivitätswerten zu

$$\bar{\tau}_d = \frac{\bar{L}_{dd}}{R_s} \quad \text{und} \quad \bar{\tau}_q = \frac{\bar{L}_{qq}}{R_s}. \quad (6.49)$$

Durch Einsetzen in die Vorschriften für die Stromreglerparameter in Gl. (6.27) bis (6.34) ergeben sich die jeweils gültigen Reglerparameter.

## 6.5 Entkopplung

Um zwei unabhängige Stromregelkreise für  $d$ - und  $q$ -Richtung zu gewährleisten, sind die beiden Kopplungsterme aus den Statorspannungsgleichungen durch eine Vorsteuerung der entsprechenden Spannungen zu kompensieren [76].

Entsprechend Gl. (6.3) und (6.4) können die Entkopplungsspannungen mit Hilfe der Ströme im aktuellen Betriebspunkt direkt aus den hinterlegten Flusstabellen bestimmt werden:

$$u_{d,\text{geg}} = -\omega \cdot \psi_q(i_d, i_q) \quad (6.50)$$

$$u_{q,\text{geg}} = \omega \cdot \psi_d(i_d, i_q) \quad (6.51)$$

Diese sind jedoch nur im stationären Betrieb gültig. Nach einem Stromsollwertsprung ändern sich die Flussverkettungen mit den Strömen im folgenden Abtastintervall. In diesem Fall muss für eine korrekte Entkopplung der Mittelwert der Gegenspannungen innerhalb dieses Abtastintervalls herangezogen werden, wie im Raumzeigerdiagramm in Abb. 6.7 dargestellt.

Aufgrund der Rechenzeit lassen sich aus den gemessenen Strömen jeweils nur die Flussverkettungen für den Abtastschritt  $k$  bestimmen. Die benötigten Flussverkettungen zu Beginn der folgenden Taktperiode  $k+1$ , für welche die Statorspannung  $\underline{u}_{s,k+1}$  berechnet wird, muss demnach prädictiert werden. Dies lässt sich anhand der Statorspannung  $\underline{u}_{s,k}$  des letzten Abtastschrittes vornehmen. Dazu wird eine lineare Änderung des Flusses innerhalb des Abtastschrittes angenommen. Zudem wird die Änderung des ohmschen Spannungsabfalls durch den steigenden Strom vernachlässigt. Mit diesen Annahmen lässt sich in Raumzeigerdarstellung die folgende Differenzgleichung zur Änderung des Flusses innerhalb der Abtastperiode  $T_A$  bei Anlegen einer Spannung  $\underline{u}_s$  aufstellen:

$$\Delta \underline{\Psi}_s = T_A \left[ \underline{u}_s - R_s \dot{i}_s - j \omega \left( \underline{\Psi}_s + \frac{1}{2} \Delta \underline{\Psi}_s \right) \right] \quad (6.52)$$

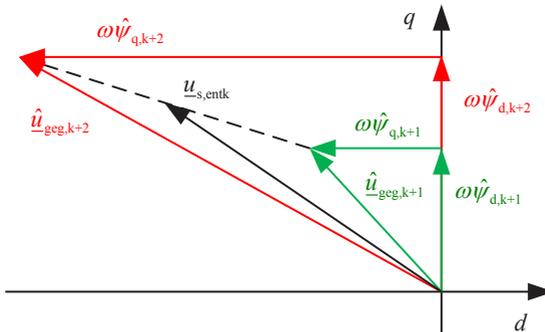


Abbildung 6.7: Gegenspannung während eines Stromanstiegs

Aufgelöst nach  $\Delta \underline{\psi}_s$  ergibt sich für die Änderung der Flussverkettung innerhalb der Abtastperiode  $\bar{T}_A$ :

$$\Delta \underline{\psi}_s = \frac{2 T_A \left( \underline{u}_s - R_s \underline{i}_s - j \omega \underline{\psi}_s \right)}{2 + j \omega T_A} \quad (6.53)$$

Dies entspricht einer Änderung der beiden Flussverkettungskomponenten von

$$\Delta \psi_d = \frac{4 T_A \left( u_d - R_s i_d + \omega \psi_q \right)}{4 + \omega^2 T_A^2} + \frac{2 \omega T_A^2 \left( u_q - R_s i_q - \omega \psi_d \right)}{4 + \omega^2 T_A^2} \quad (6.54)$$

und

$$\Delta \psi_q = \frac{4 T_A \left( u_q - R_s i_q - \omega \psi_d \right)}{4 + \omega^2 T_A^2} + \frac{2 \omega T_A^2 \left( u_d - R_s i_d + \omega \psi_q \right)}{4 + \omega^2 T_A^2}. \quad (6.55)$$

Für die Anwendung in der Regelung lassen sich Gl. (6.54) und (6.55) in guter Näherung weiter vereinfachen, sofern bei der höchsten elektrischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{\max}$  noch die Bedingung gilt:

$$\omega_{\max}^2 T_A^2 \ll 4 \quad (6.56)$$

Dann gilt  $\omega T_A^2 \approx 0$  wegen  $T_A \ll 1$ , wodurch die beiden hinteren Terme in Gl. (6.54) und (6.55) vernachlässigt werden können. Der Term  $\omega^2 T_A^2$  im Nenner des ersten Terms kann ebenfalls vernachlässigt werden, wodurch sich die

Approximation der Flusskomponenten zum Ende der Abtastperiode  $k$  bzw. zu Beginn der Abtastperiode  $k + 1$  vereinfacht zu

$$\hat{\Psi}_{d,k+1} \approx \Psi_d(i_{d,k}, i_{q,k}) + T_A [u_{d,k} - R_s i_{d,k} + \omega \Psi_q(i_{d,k}, i_{q,k})], \quad (6.57)$$

$$\hat{\Psi}_{q,k+1} \approx \Psi_q(i_{d,k}, i_{q,k}) + T_A [u_{q,k} - R_s i_{q,k} - \omega \Psi_d(i_{d,k}, i_{q,k})]. \quad (6.58)$$

Die Flussverkettungskomponenten zum Ende der Abtastperiode  $k + 1$  (bzw. Beginn der Abtastperiode  $k + 2$ ) müssen ebenfalls präzidiert werden, um den Mittelwert der Gegenspannungen im Taktintervall  $k + 1$  abschätzen zu können. Dazu werden die von den Reglern für das Taktintervall  $k + 2$  berechneten Spannungen herangezogen. Diese sind für die Änderung der Stromkomponenten verantwortlich und entsprechen somit in ihrer Funktion den Termen in den eckigen Klammern in Gl. 6.57 und 6.58, jedoch für ein Taktintervall später.

Mit den oben gemachten Vereinfachungen gilt dann für die Prädiktion:

$$\hat{\Psi}_{d,k+2} \approx \Psi_{d,k+1} + T_A \cdot u'_{d,k+1} \quad (6.59)$$

$$\hat{\Psi}_{q,k+2} \approx \Psi_{q,k+1} + T_A \cdot u'_{q,k+1} \quad (6.60)$$

Die für die Stromregelung eingestellte Dynamik ist durch Gl. (6.59) und (6.60) in der Flussprädiktion enthalten, so dass die Struktur beispielsweise bei einem Wechsel zwischen PI- und Deadbeat-Regler nicht angepasst werden muss.

Schließlich ergibt sich für die Entkopplungsspannungen im Fall einer Stromänderung:

$$u_{d,geg} = -\omega \cdot \frac{1}{2} (\hat{\Psi}_{q,k+1} + \hat{\Psi}_{q,k+2}) \quad (6.61)$$

$$u_{q,geg} = \omega \cdot \frac{1}{2} (\hat{\Psi}_{d,k+1} + \hat{\Psi}_{d,k+2}) \quad (6.62)$$

Für die gesamte beschriebene Entkopplungsstruktur mit Flussprädiktion ergibt sich der Signalfussplan aus Abb. 6.8.

## 6.6 Spannungsbegrenzung und dynamische Übermodulation

Während des Betriebs bei hohen Drehzahlen und bei dynamischen Anforderungen kann es vorkommen, dass die Stromregelung Spannungen fordert, die mit der zur Verfügung stehenden Zwischenkreisspannung nicht mehr an die Maschi-

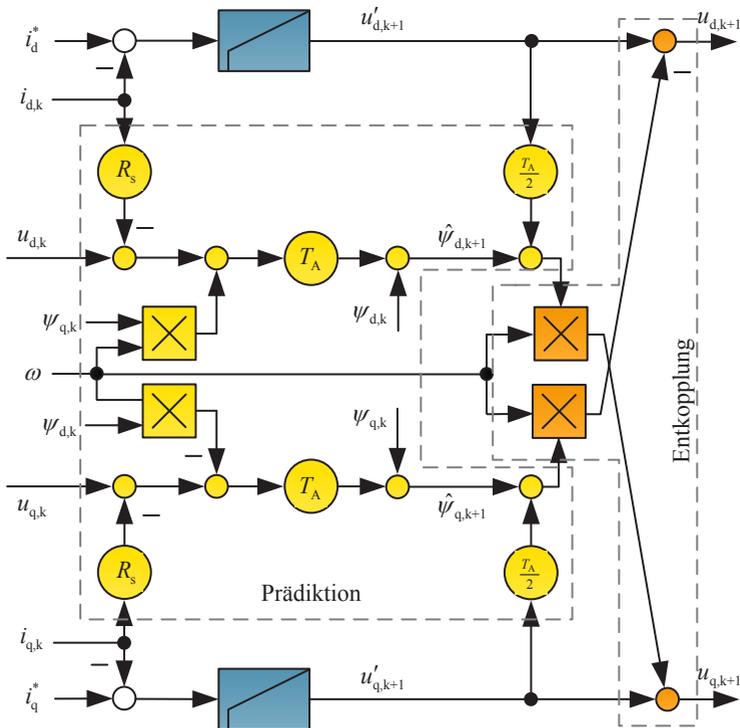


Abbildung 6.8: Flussprädiktion und Entkopplung

ne angelegt werden können. In diesem Fall muss der Spannungsraumzeiger  $|\underline{u}_s|$  auf einen erreichbaren Betrag gekürzt werden.

Für den stationären Betrieb werden die von Drehzahl und Drehmoment abhängigen Stromsollwerte für den verlustoptimalen Betrieb so bestimmt, dass die Maschine mit einer sinusförmigen Ausgangsspannung mit maximaler Amplitude angesteuert wird. Damit verläuft der Spannungsraumzeiger entlang des Innenkreises des Aussteuerbereichs des Pulswechselrichters.

Für dynamische Übergänge kann jedoch die Forderung nach einer sinusförmigen Aussteuerung verlassen und der volle Aussteuerbereich des Pulswechselrichters verwendet werden. Der Stromaufbau wird durch die erhöhte Spannung beschleunigt, ohne dass der stationäre Betrieb beeinflusst wird. Dies wird in der Literatur als dynamische Übermodulation bezeichnet [59, 81, 82].

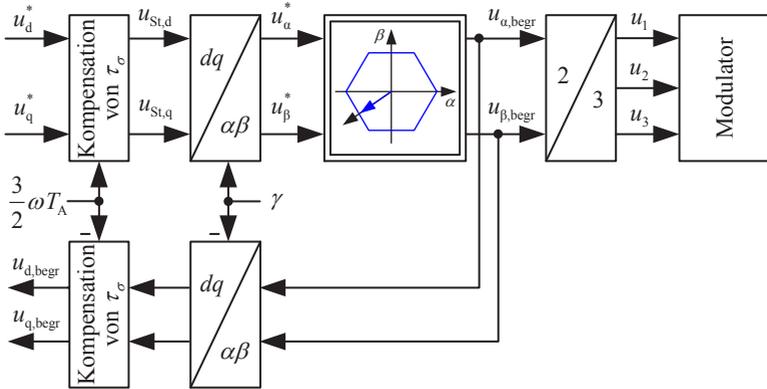


Abbildung 6.9: Rücktransformation bei Begrenzung mit dynamischer Übermodulation

Gegenüber der Begrenzung auf den Innenkreis des Sechsecks wird die Berechnung der begrenzten Spannungskomponenten etwas aufwendiger, da der maximal erreichbare Betrag des Spannungsraumzeigers nicht konstant, sondern abhängig von dessen Lage ist. Des Weiteren ist es sinnvoll, die Begrenzung mit dynamischer Übermodulation im stationären  $\alpha, \beta$ -Koordinatensystem durchzuführen, da das begrenzende Sechseck hier bei konstanter Zwischenkreisspannung zeitlich unverändert bleibt. Die resultierende Reihenfolge von Begrenzung und Rücktransformationen von  $u_d^*$  und  $u_q^*$  in die drei Strangspannungen ist in Abb. 6.9 dargestellt. Darin ist auch die Rückrechnung der begrenzten Spannungskomponenten  $u_{d,begr}$  und  $u_{q,begr}$  enthalten, da diese im Begrenzungsfall zur Führungsgrößenkorrektur benötigt werden (siehe Kapitel 6.7).

Im Folgenden werden verschiedene Varianten der Spannungsbegrenzung mit dynamischer Übermodulation beschrieben. Zum besseren Verständnis wird dazu zunächst die Arbeitspunktspannung der Maschine eingeführt, die sich aus den Gegenspannungen nach Gl. (6.3) und (6.4) sowie dem Spannungsabfall am ohmschen Widerstand (siehe Abb. 6.10) zusammensetzt:

$$\underline{u}_{s,AP} = R_s i_d - \omega \psi_q + j (R_s i_q + \omega \psi_d) \quad (6.63)$$

Wird genau die Arbeitspunktspannung an die Maschine angelegt, so erfolgt keine Stromänderung [E7].

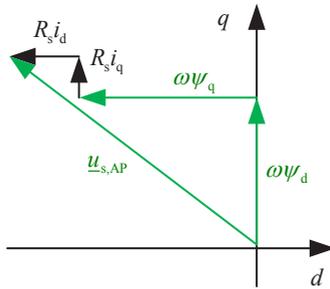


Abbildung 6.10: Zusammensetzung der Arbeitspunktspannung bei negativem  $i_d$  und positivem  $i_q$

### 6.6.1 Lineare Spannungsbegrenzung

Die einfachste Art der Spannungsbegrenzung stellt die lineare Kürzung des Spannungsraumzeigers dar. Dabei wird unter Beibehaltung des ursprünglichen Winkels lediglich der Betrag des Raumzeigers soweit gekürzt, dass er exakt auf der Grenze des Aussteuerbereichs des Pulswechselrichters liegt. Das zugehörige Zeigerdiagramm ist in Abb. 6.11 dargestellt.

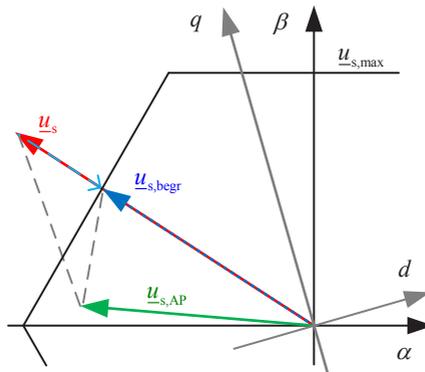


Abbildung 6.11: Lineare Begrenzung der Statorspannung

Die Lage des Arbeitspunktspannungsraumzeigers wird bei dieser Art der Begrenzung nicht berücksichtigt. Aufgrund der einfachen Implementierung ins-

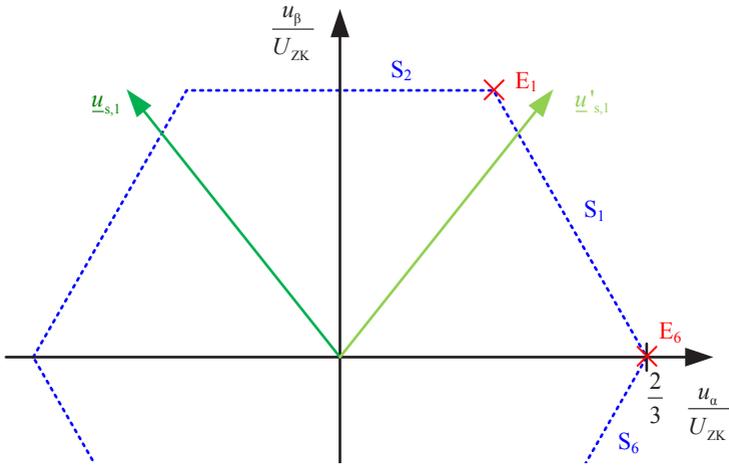


Abbildung 6.12: Spiegelung des Spannungsraumzeigers in den ersten Quadranten

besondere bei Begrenzung auf den Innenkreis des Sechsecks wird die lineare Spannungsbegrenzung häufig eingesetzt [11].

In Abb. 6.11 wird der Nachteil dieser Begrenzungsart ersichtlich: Die Differenz des Arbeitspunktspannungsraumzeigers  $\underline{u}_{s,AP}$  und der Statorspannung ist verantwortlich für die Stromänderung und liegt über der Induktivität  $L_{dd}$  bzw.  $L_{qq}$  an. Betrachtet man nun die Differenz für die  $d$ -Komponente, so wird ersichtlich, dass der geforderte Spannungsraumzeiger links des Arbeitspunktspannungsraumzeigers liegt und somit einen Aufbau von  $i_d$  in negativer Richtung zur Folge hätte. Die begrenzte Spannung  $\underline{u}_{s,begr}$  liegt jedoch im  $d,q$ -System rechts von  $\underline{u}_{s,AP}$ , so dass  $i_d$  aufgrund der Spannungsbegrenzung in die entgegengesetzte Richtung getrieben wird. Die Auswirkungen der linearen Spannungsbegrenzung auf die Stromregelung können somit erheblich sein [59].

Für die lineare Begrenzung auf das Sechseck muss der Schnittpunkt von  $\underline{u}_s$  mit der entsprechenden Gerade gefunden werden. Um die Berechnung zu vereinfachen wird der geforderte Spannungsraumzeiger zunächst entsprechend Abb. 6.12 in den ersten Quadranten gespiegelt und auf  $U_{ZK}$  normiert:

$$u'_\alpha = \operatorname{sgn}(u_\alpha) \cdot u_\alpha \cdot \frac{1}{U_{ZK}} \quad (6.64)$$

$$u'_\beta = \operatorname{sgn}(u_\beta) \cdot u_\beta \cdot \frac{1}{U_{ZK}} \quad (6.65)$$

Zur Überprüfung, ob der Spannungsraumzeiger außerhalb des Aussteuerbereichs liegt, können dann die beiden Geraden  $S_1$  und  $S_2$  aus Abb. 6.12 herangezogen werden. Die beiden zugehörigen, auf  $U_{ZK}$  normierten Geradengleichungen, lauten:

$$u_\beta = -\sqrt{3} \cdot u_\alpha + \frac{2}{\sqrt{3}} \quad \text{für } S_1 \quad (6.66)$$

$$u_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad \text{für } S_2 \quad (6.67)$$

Der Spannungsraumzeiger  $\underline{u}'_s$  ist zu lang, wenn mindestens eine der folgenden Bedingungen zutrifft:

$$\underline{u}'_s \text{ liegt rechts der Ecke } E_6 : \quad u'_\alpha > \frac{2}{3} \quad (6.68)$$

$$\underline{u}'_s \text{ liegt oberhalb der Gerade } S_2 : \quad u'_\beta > \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (6.69)$$

$$\underline{u}'_s \text{ liegt oberhalb der Gerade } S_1 : \quad u'_\beta < \frac{2}{\sqrt{3}} - \sqrt{3}u_\alpha \wedge u_\alpha > \frac{1}{3} \quad (6.70)$$

Ist dies der Fall, muss die entsprechende Gerade für die Schnittpunktberechnung mit dem Raumzeiger gefunden werden. Dies kann anhand des Tangens des Spannungsraumzeigerwinkels

$$\tan \varphi_U = \frac{u'_\beta}{u'_\alpha} \quad (6.71)$$

erfolgen. Ist  $(u'_\beta/u'_\alpha) < \sqrt{3}$ , so wird der Schnittpunkt mit  $S_1$  gesucht, andernfalls mit  $S_2$ .

Die Koordinaten des jeweiligen Schnittpunkts ergeben sich anhand der Geradengleichungen (6.66) bzw. (6.67) und dem bereits berechneten  $\tan \varphi_U$ :

$$\left. \begin{aligned} u_{\alpha,\text{begr}} &= \frac{2}{3+\sqrt{3} \cdot \tan \varphi_U} \\ u_{\beta,\text{begr}} &= \frac{2}{\sqrt{3}} - \sqrt{3} \cdot u_{\alpha,\text{lim}} \end{aligned} \right\} \quad \text{für } S_1 \quad (\tan \varphi_U < \sqrt{3}) \quad (6.72)$$

$$\left. \begin{aligned} u_{\alpha,\text{begr}} &= \frac{1}{\sqrt{3} \cdot \tan \varphi_U} \\ u_{\beta,\text{begr}} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \end{aligned} \right\} \quad \text{für } S_2 \quad (\tan \varphi_U > \sqrt{3}) \quad (6.73)$$

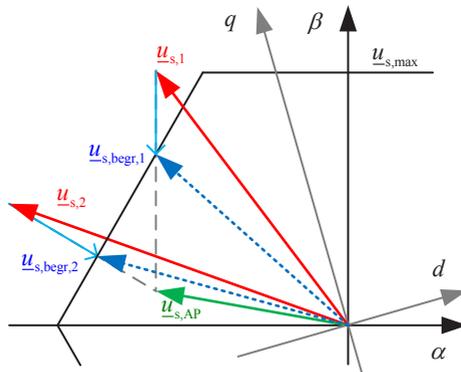


Abbildung 6.13: Begrenzung des dynamischen Anteils der Statorspannung.

Die resultierenden Spannungskomponenten müssen anschließend analog zu Gl. (6.64) und (6.65) wieder in ihren ursprünglichen Quadranten gespiegelt werden, um den tatsächlichen vom Modulator einzustellenden Spannungsraumzeiger zu erhalten.

### 6.6.2 Begrenzung des dynamischen Anteils

Um die genannten Nachteile der linearen Begrenzung zu vermeiden, lässt sich die Lage der Arbeitspunktspannung  $\underline{u}_{s,AP}$  in der Begrenzung berücksichtigen. Wird der von der Stromregelung geforderte Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$  zerlegt in den Anteil  $\underline{u}_{s,AP}$  und einen dynamischen Anteil  $\underline{u}_{s,\Delta i}$ , so kann eine notwendige Spannungsbegrenzung gezielt auf  $\underline{u}_{s,\Delta i}$  angewandt werden, unter Beibehaltung des Wertes von  $\underline{u}_{s,AP}$ . Eine lineare Kürzung des dynamischen Anteils  $\underline{u}_{s,\Delta i}$  hat dann eine proportionale Verringerung der Steigungen beider Stromkomponenten zur Folge [59]. Abb. 6.13 zeigt zwei Fälle der Begrenzung des dynamischen Anteils.

Für die Berechnung des Schnittpunkts von  $\underline{u}_{s,\Delta i}$  mit der Grenze des Aussteuerbereichs wird zunächst wieder eine Spiegelung in den ersten Quadranten vorgenommen. Die Arbeitspunktspannung muss dabei mit der gleichen Vorschrift ge-

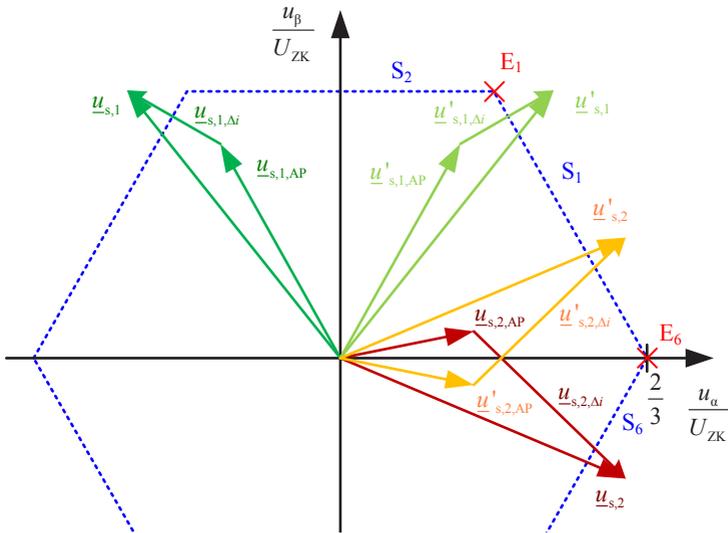


Abbildung 6.14: Spiegelung der Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$  und  $\underline{u}_{s,AP}$

spiegelt werden wie der geforderte Spannungsraumzeiger, da  $\underline{u}_s$  und  $\underline{u}_{s,AP}$  nicht immer im gleichen Quadranten liegen:

$$u'_{\alpha} = \text{sgn}(u_{\alpha}) \cdot u_{\alpha} \cdot \frac{1}{U_{ZK}} \quad (6.74)$$

$$u'_{\beta} = \text{sgn}(u_{\beta}) \cdot u_{\beta} \cdot \frac{1}{U_{ZK}} \quad (6.75)$$

$$u'_{\alpha,AP} = \text{sgn}(u_{\alpha}) \cdot u_{\alpha,AP} \cdot \frac{1}{U_{ZK}} \quad (6.76)$$

$$u'_{\beta,AP} = \text{sgn}(u_{\beta}) \cdot u_{\beta,AP} \cdot \frac{1}{U_{ZK}} \quad (6.77)$$

Diese Spiegelung ist für zwei verschiedene Beispiele in Abb. 6.14 dargestellt. Für den Schnittpunkt von  $\underline{u}_{\Delta_i}$  mit dem Sechseck kommen nun noch die Geradenabschnitte  $S_1$ ,  $S_2$  und  $S_6$  aus Abb. 6.14 in Frage. Die korrekte Gerade kann anhand der folgenden vier Bedingungen identifiziert werden:

- A:  $\underline{u}_{\Delta_i}$  verläuft oberhalb der Ecke  $E_1$  in Abb. 6.14.
- B:  $\underline{u}_{\Delta_i}$  verläuft oberhalb der Ecke  $E_6$  in Abb. 6.14.

| A | B | C | D | Schnittgerade |
|---|---|---|---|---------------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | $S_2$         |
| 0 | 0 | 0 | 1 | Nicht möglich |
| 0 | 0 | 1 | 0 | Nicht möglich |
| 0 | 0 | 1 | 1 | $S_6$         |
| 0 | 1 | 0 | 0 | $S_2$         |
| 0 | 1 | 0 | 1 | $S_1$         |
| 0 | 1 | 1 | 0 | Nicht möglich |
| 0 | 1 | 1 | 1 | $S_1$         |
| 1 | 0 | 0 | 0 | Nicht möglich |
| 1 | 0 | 0 | 1 | $S_1$         |
| 1 | 0 | 1 | x | Nicht möglich |
| 1 | 1 | 0 | x | Nicht möglich |
| 1 | 1 | 1 | 0 | Nicht möglich |
| 1 | 1 | 1 | 1 | $S_2$         |

Tabelle 6.1: Logiktablelle zur Auswahl der Schnittgeraden

- C: Die Steigung von  $u_{\Delta_i}$  ist  $> 0$ .
- D:  $u'_\alpha > u'_{AP,\alpha}$

Durch Auswertung einer Wahrheitstabelle für alle möglichen Kombinationen der genannten vier Bedingungen (siehe Tabelle 6.1) lassen sich die folgenden einfachen logischen Verknüpfungen ableiten:

- Gerade  $S_6$  wird gewählt, wenn

$$\bar{A} \wedge \bar{B} \wedge C \quad (6.78)$$

- Gerade  $S_2$  wird gewählt, wenn

$$A = C = D \quad (6.79)$$

- Gerade  $S_1$  wird in allen anderen Fällen gewählt.

Durch Gleichsetzen der Geradengleichung von  $u_{\Delta_i}$  mit der Gleichung der gewählten Gerade des Sechsecks lässt sich anschließend der Schnittpunkt berechnen.

Bei der Begrenzung des dynamischen Spannungsanteils müssen zwei Sonderfälle abgefangen werden:

- Die  $\alpha$ -Komponenten von  $u'_s$  und  $u'_{s,AP}$  können identisch sein, so dass  $u_{\Delta i}$  die Steigung  $\infty$  besitzt, also eine Parallele zur  $\beta$ -Achse darstellt. In diesem Fall wird der Wert  $u'_\alpha$  beibehalten und  $u'_\beta$  auf  $S_1$  oder  $S_2$  gekürzt. Es ergibt sich eine Verschiebung von  $u_s$  parallel zur  $\beta$ -Achse.
- Im Falle einer schwankenden oder gar einbrechenden Zwischenkreisspannung kann es vorkommen, dass bereits der Arbeitspunktspannungsraumzeiger  $u_{s,AP}$  außerhalb des Aussteuerbereichs des Pulswechselrichters liegt. Dieser Fall muss abgefangen werden, da die oben beschriebene Schnittpunktberechnung andernfalls nicht erreichbare Spannungsraumzeiger  $u_{s,begr}$  bestimmen würde.

Liegt die Arbeitspunktspannung  $u_{s,AP}$  außerhalb des Sechsecks, so wird die lineare Spannungsbegrenzung entsprechend Kapitel 6.6.1 gewählt.

Nach der Begrenzung muss der gekürzte Spannungsraumzeiger  $u_{s,begr}$  erneut mit den herangezogenen  $\text{sgn}$ -Funktionen multipliziert werden, um ihn wieder in den ursprünglichen Quadranten zurückzuspiegeln.

### 6.6.3 Vorzugsbegrenzung

Eine weitere Möglichkeit der Spannungsbegrenzung für die IPMSM wird in [7] und [16] für die Begrenzung auf den linearen Aussteuerbereich vorgeschlagen, lässt sich jedoch ebenfalls auf den gesamten Aussteuerbereich erweitern. Die Grundlage dieser Begrenzungsvariante liegt darin, dass die  $d$ -Komponente als feldschwächende Komponente des Stroms entscheidend ist für den Betrag der Gegenspannung und dieser somit eine Priorität bei der Begrenzung eingeräumt wird.

Dies wird dadurch erreicht, dass zunächst nur die  $q$ -Komponente der geforderten Spannung gekürzt wird, bis die Aussteuergrenze erreicht ist. Dies entspricht dem ersten Fall in Abb. 6.15. Reicht eine Kürzung von  $u_q$  bis auf den Wert von  $u_{q,AP}$  nicht aus, da der Raumzeiger

$$\underline{u}_{s,Pruef} = u_d^* + j \cdot u_{q,AP} \quad (6.80)$$

noch immer außerhalb des Aussteuerbereichs liegt, wird zusätzlich die  $d$ -Komponente so weit gekürzt wie notwendig (Fall 2 in Abb. 6.15).

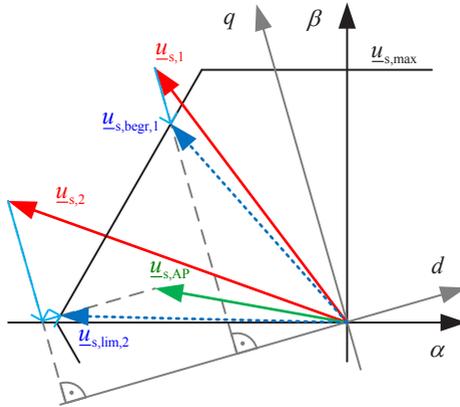


Abbildung 6.15: Begrenzung der Statorspannung auf das Sechseck mit Vorzugsrichtung

Das Vorgehen zur Berechnung des resultierenden Raumzeigers  $\underline{u}_{\text{begr}}$  entspricht weitgehend dem bei der Begrenzung des dynamischen Spannungsanteils:

Die Raumzeiger werden in den ersten Quadranten gespiegelt und anschließend der Schnittpunkt mit der Aussteuerengrenze ermittelt. Die Fallunterscheidung zwischen Fall 1 und 2 wird anhand der Lage von  $\underline{u}_{s,\text{Pruef}}$  getroffen.

Liegt  $\underline{u}_{s,\text{Pruef}}$  innerhalb des maximalen Aussteuerbereichs, so genügt die Kürzung der Komponente  $u_q$ . Der zugehörige Schnittpunkt wird zwischen dem Sechseck und der Verbindungsgerade zwischen  $\underline{u}_s$  und

$$\underline{u}_{s,u_d} = u_d^* + j \cdot 0 \quad (6.81)$$

bestimmt.

Ist  $\underline{u}_{s,\text{Pruef}}$  hingegen nicht mehr erreichbar, wird  $u_q$  auf  $u_{q,\text{AP}}$  gesetzt. Die Geradengleichung zur Schnittpunktbestimmung wird dann aus  $\underline{u}_{s,\text{AP}}$  und

$$\underline{u}_{s,u_{q,\text{AP}}} = 0 + j \cdot u_{q,\text{AP}} \quad (6.82)$$

gebildet. Die im vorherigen Kapitel beschriebenen Sonderfälle einer zu großen Zwischenkreisspannung und einer Parallelverschiebung von  $\underline{u}_s$  zur  $\beta$ -Achse müssen in gleicher Weise abgefangen werden.

## 6.7 Führungsgrößenkorrektur

Wurde die von den Reglern geforderte Spannung begrenzt, so ist eine Rückrechnung auf die Führungsgrößen notwendig. Zum einen wird dadurch ein unkontrolliertes Anwachsen der Integralanteile (Windup) vermieden [11], zum anderen können dann die approximierten Flussverkettungskomponenten korrekt bestimmt werden, die maßgeblich in die Bestimmung der Entkopplungsspannungen für den nächsten Abtastschritt nach Gl. (6.57) und (6.58) eingehen.

In Abb. 6.16 ist das Raumzeigerdiagramm der Spannungen für den Fall der Begrenzung dargestellt. Von dem grünen Startpunkt  $\hat{u}_{\text{geg},k+1}$  sollte innerhalb des folgenden Abtastschritts der Strom erhöht werden, so dass die Gegenspannung zum Ende der Taktperiode dem roten Spannungsraumzeiger  $\hat{u}_{\text{geg},k+2}$  entspricht. Für die Entkopplung wurden entsprechend Kap. 6.5 die Komponenten des schwarzen Raumzeigers  $\underline{u}_{\text{s,entk}}$  bestimmt.

Nachdem die Spannung begrenzt wurde, ist der Stromaufbau innerhalb der Taktperiode verringert, wodurch die Gegenspannung zum Ende der Taktperiode ebenfalls geringer ist. Der Mittelwert des Gegenspannungsraumzeigers innerhalb der Taktperiode entspricht damit dem in blau eingezeichneten Raumzeiger  $\underline{u}_{\text{s,entk,korr}}$ .

Die zugehörigen Komponenten ergeben sich aus den ursprünglich geforderten und den begrenzten Spannungskomponenten zu

$$u_{\text{d,entk,korr}} = \hat{u}_{\text{d,geg},k+1} + \frac{1}{2} (\hat{u}_{\text{d,geg},k+2} - \hat{u}_{\text{d,geg},k+1}) \frac{u_{\text{d,begr}} - \hat{u}_{\text{d,geg},k+1}}{u_{\text{d}}^* - \hat{u}_{\text{d,geg},k+1}}, \quad (6.83)$$

$$u_{\text{q,entk,korr}} = \hat{u}_{\text{q,geg},k+1} + \frac{1}{2} (\hat{u}_{\text{q,geg},k+2} - \hat{u}_{\text{q,geg},k+1}) \frac{u_{\text{q,begr}} - \hat{u}_{\text{q,geg},k+1}}{u_{\text{q}}^* - \hat{u}_{\text{q,geg},k+1}}. \quad (6.84)$$

Die korrigierten Entkopplungsspannungen werden genutzt, um die korrigierten Führungsgrößen  $i_{\text{d,korr}}^*$  und  $i_{\text{q,korr}}^*$  zu bestimmen:

$$i_{\text{d,korr}}^* = i_{\text{d}}^* - \frac{(u_{\text{d}}^* - u_{\text{d,entk}}) - (u_{\text{d,lim}} - u_{\text{d,entk,korr}})}{K_{\text{P,d}}} \quad (6.85)$$

$$i_{\text{q,korr}}^* = i_{\text{q}}^* - \frac{(u_{\text{q}}^* - u_{\text{q,entk}}) - (u_{\text{q,lim}} - u_{\text{q,entk,korr}})}{K_{\text{P,q}}} \quad (6.86)$$



Für den Stromzustandsregler berechnen sich die korrigierten Führungsgrößen analog zur Berechnung beim PI-Regler zu

$$i_{d,\text{korr}}^* = i_d^* - \frac{(u_d^* - u_{d,\text{entk}}) - (u_{d,\text{lim}} - u_{d,\text{entk,korr}})}{m_d} \quad (6.87)$$

$$i_{q,\text{korr}}^* = i_q^* - \frac{(u_q^* - u_{q,\text{entk}}) - (u_{q,\text{lim}} - u_{q,\text{entk,korr}})}{m_q} \quad (6.88)$$

Die resultierende Gesamtstruktur der Stromregelung ist in Abb. 6.18 dargestellt. Der grundlegende Aufbau entspricht dem der rotororientierten Stromregelung für lineare Maschinen aus Abb. 6.1, erweitert um die LUTs mit den Flussverkettungen, anhand derer die Nachführung der Reglerparameter sowie eine Prädiktion der Flussverkettungen für die Entkopplung vorgenommen wird.

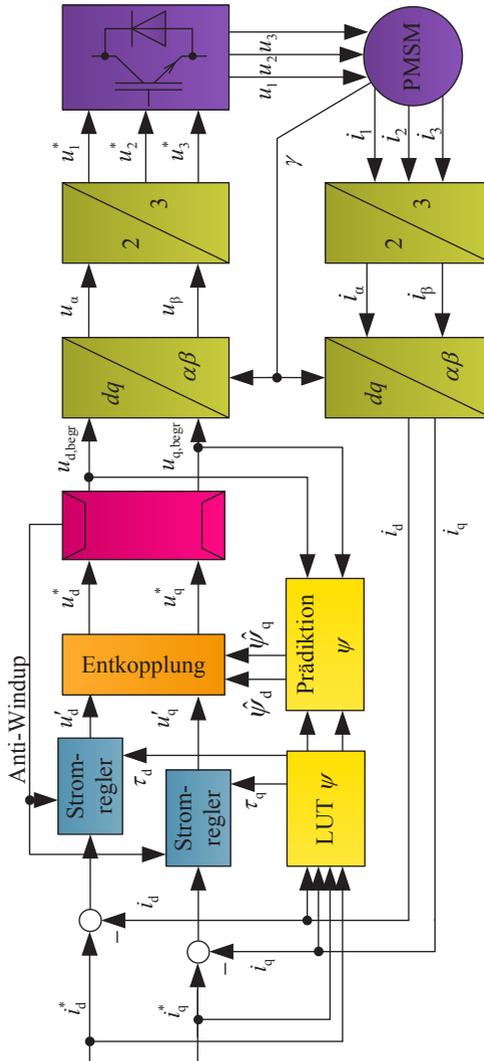


Abbildung 6.18: Signalfussplan der modifizierten rotororientierten Stromregelung für Maschinen mit Sättigungseigenschaften

## 6.8 Simulationsergebnisse

Anhand von Simulationen wird die Funktionsfähigkeit der beschriebenen Stromregelung verifiziert. Dabei wird zunächst die grundlegende Struktur anhand von verschiedenen Sollwertänderungen mit Spannungsbegrenzung auf den linearen Aussteuerbereich überprüft. Anschließend werden die Auswirkungen der verschiedenen Begrenzungsvarianten mit dynamischer Übermodulation dargestellt.

Zur Simulation wird wieder das Simulationsmodell aus [73] herangezogen, dessen grundsätzliche Struktur und Parametrierung in Kapitel 5.3 beschrieben sind. Für die Untersuchung der grundlegenden Stromreglerstruktur hinsichtlich des Verhaltens bei Sättigung der Maschine wird dabei auf den Parametersatz einer IPMSM vom Typ *Brusa HSM 6.17.12* zurückgegriffen [D6], da diese ein deutlich ausgeprägteres Sättigungsverhalten aufweist als der bisher verwendete Traktionsantrieb. Entsprechend den Ausführungen in Kapitel 4.1 wurde dazu zunächst eine Kennfeldmessung zur Parameteridentifikation durchgeführt. Die ermittelten Flusskennfelder der Maschine sind in Abb. 6.19 und 6.20 abgebildet und dienen zur Parametrierung des Simulationsmodells.

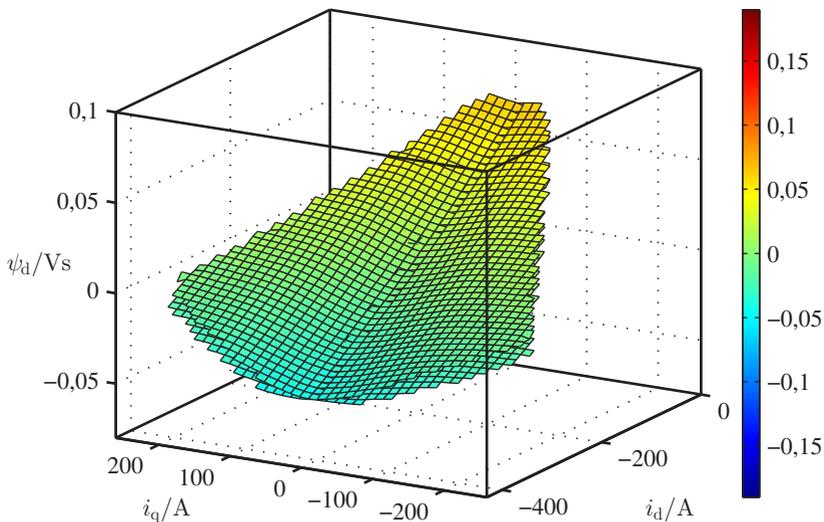
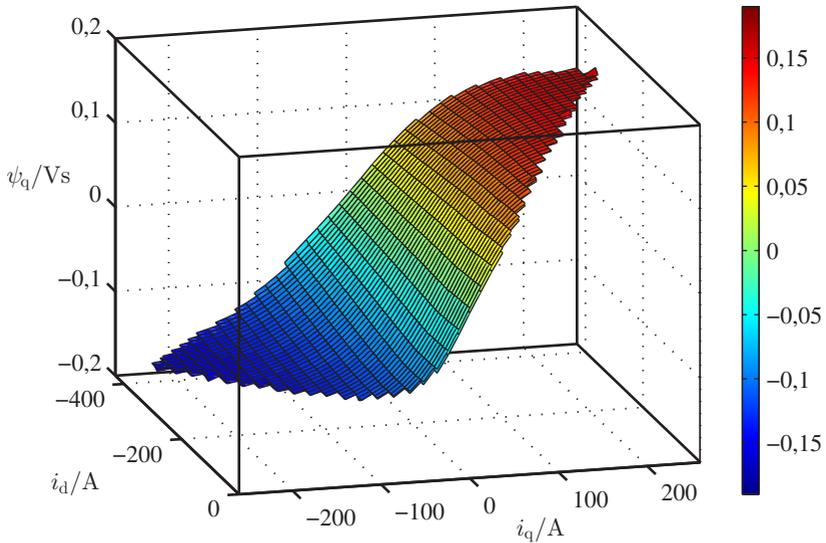


Abbildung 6.19: Flussverketzung  $\psi_d$  der *Brusa HSM6.17.12*

Abbildung 6.20: Flussverkettung  $\psi_q$  der *Brusa HSM6.17.12*

### 6.8.1 Reglerstruktur

Abb. 6.21 zeigt sprungförmige Änderungen der Sollwerte für die beiden Stromkomponenten unter Einsatz des beschriebenen PI-Stromreglers. Während eines Sollwertsprungs einer der beiden Stromkomponenten bleibt der Sollwert für die andere Stromkomponente jeweils konstant. Zu den verschiedenen Stromverläufen in Abb. 6.21a bis 6.21c sind darunter die zugehörigen begrenzten Reglerausgangsspannungen sowie der Betrag des resultierenden Raumzeigers  $\underline{u}_s$  dargestellt. Für alle simulierten Sprungantworten wurde eine Maschinendrehzahl von  $n = 1000/\text{min}$  und eine Zwischenkreisspannung von  $U_{ZK} = 300\text{ V}$  eingestellt. Der maximale Betrag von  $\underline{u}_s$  beträgt damit

$$|\underline{u}_{s,\max}| = \frac{U_{ZK}}{\sqrt{3}} = 173,2\text{ V.} \quad (6.89)$$

In Abb. 6.21a ist ein Sprung von  $i_q^*$  dargestellt, der mit der zur Verfügung stehenden Umrichter Ausgangsspannung innerhalb einer Abtastperiode erreicht werden kann. Die Stromänderung findet innerhalb des stark nichtlinearen Bereichs des Flusskennfeldes aus Abb. 4.4 statt.

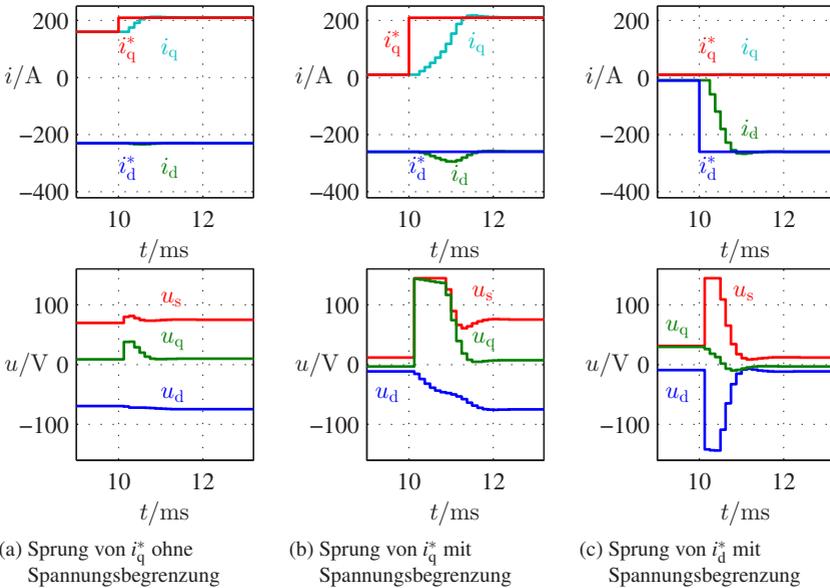


Abbildung 6.21: Zeitverläufe von Strom- und Spannungskomponenten bei sprungförmigen Änderungen einer der beiden Stromkomponenten mit PI-Stromregler

An der Sprungantwort ist zu erkennen, dass der Strom  $i_q$  innerhalb weniger Abtastschritte mit einem kleinen Überschwinger auf seinen Referenzwert geführt wird. Die Stromkomponente  $i_d$ , deren Sollwert während des Übergangsvorgangs konstant auf  $i_d^* = -230$  A bleibt, erfährt keinen merklichen Einfluss durch den Sprung von  $i_q$ . Gemäß Abb. 6.21a wird die zur Verfügung stehende Spannung für den Stromsprung nicht vollständig ausgenutzt.

Abb. 6.21b zeigt einen Sprung von  $i_q^*$ , der nicht mehr ohne Begrenzung der von der Regelung geforderten Spannung durchgeführt werden kann. Entsprechend dauert der Übergangsvorgang mit 1,5 ms deutlich länger als im vorangegangenen Beispiel. Laut Abb. 6.21b wird dabei innerhalb der ersten 0,75 ms des Übergangsvorgangs die volle zur Verfügung stehende Spannung ausgenutzt. Kurz vor Erreichen des Sollwerts  $i_q^*$  wird die Spannung bereits etwas reduziert. Der Strom  $i_q$  steigt dennoch schneller, desto größer er wird, was an dem Sättigungsverhalten der Maschine liegt.

Die Stromkomponente  $i_d$ , deren Sollwert wieder konstant bei  $i_d^* = -230$  A bleibt, erfährt während des Anstiegs von  $i_q$  eine deutliche Abweichung von ihrem Sollwert. Dies ist der dynamischen Kreuzverkopplung geschuldet, die in der Stromreglerstruktur vernachlässigt wurde. Aufgrund der schnellen Änderung von  $i_q$  verursacht der Term  $L_{dq} \cdot (di_q/dt)$  eine zusätzliche Spannung in d-Richtung, die die Abweichung von  $i_d^*$  verursacht.

In Abb. 6.21c schließlich ist ein Sprung der Komponente  $i_d^*$  dargestellt, der ebenfalls eine Stellgrößenbegrenzung nach sich zieht. Aufgrund der deutlich kleineren Zeitkonstante in  $d$ -Richtung kann der Sprung sichtbar schneller realisiert werden, obwohl der zu erreichende Absolutwert  $|i_d^*|$  größer ist als im vorherigen Sprung von  $i_q^*$ . Die angelegte Spannung entspricht wieder für etwa die Hälfte der Übergangsdauer der maximalen Umrichterausgangsspannung. Die Stromkomponente  $i_q$  wird von dem Übergangsvorgang nicht beeinflusst.

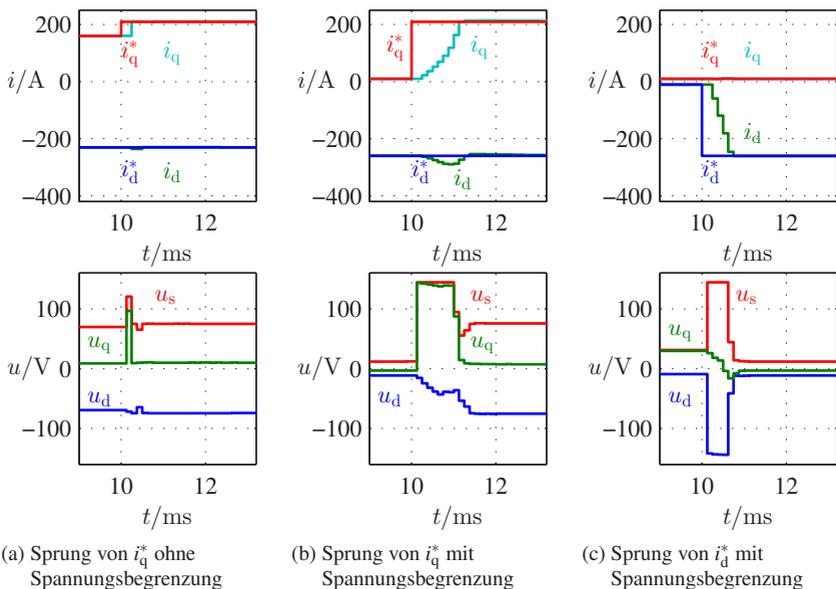


Abbildung 6.22: Zeitverläufe von Strom- und Spannungskomponenten bei sprungförmigen Änderungen einer der beiden Stromkomponenten mit Deadbeat-Stromregler

In Abb. 6.22 sind erneut die Sprungantworten für die oben beschriebenen Änderungen der Sollwerte  $i_d^*$  und  $i_q^*$  abgebildet, nun unter Verwendung der Stromregelung mit Deadbeat-Verhalten. Dies wird beim Betrachten des kleinen Sprungs von  $i_q^*$  deutlich (Abb. 6.22a), der in einem Takt vollzogen wird. Die angelegte Spannung ist entsprechend deutlich größer als bei Verwendung des PI-Reglers. Für die anderen beiden Stromsollwertsprünge bringt die Verwendung des Deadbeat-Reglers lediglich geringe Vorteile hinsichtlich der resultierenden Dynamik, da beide Stromregler die Übergangsvorgänge mit der maximalen Spannung herbeiführen. Der Deadbeat-Regler nutzt hierbei allerdings durchgehend die Maximalspannung und reduziert diese erst mit dem letzten Abtastschritt, in welchem der Sollwert schließlich erreicht wird. Die Dauer der Anregelzeit für die beiden Sprünge reduziert sich dabei um etwa ein bis zwei Abtastperioden. Ein Überschwingen, wie es beim PI-Regler auftritt, ist beim Deadbeat-Regler nicht mehr erkennbar.

Das Entkopplungsverhalten ist bei beiden Stromreglerarten nahezu identisch, jedoch werden die auftretenden Regelabweichungen unter Verwendung des Reglers mit Deadbeat-Verhalten schneller ausgeregelt, wie in Abb. 6.22b zu erkennen ist.

Die vorangegangenen Simulationsergebnisse zeigen jeweils sprunghafte Änderungen einer der beiden Stromkomponenten, die die generelle Funktionsweise der Reglerstruktur darlegen. Bei der permanentmagneterregten Synchronmaschine mit Reluktanz treten während des Betriebs jedoch stets gleichzeitige Veränderungen beider Stromkomponenten auf, da beide Ströme  $i_d$  und  $i_q$  an der Drehmomenterzeugung beteiligt sind. Lediglich bei der Drehmomentumkehr wird der Sollwert der Stromkomponente  $i_d^*$  konstant bleiben, während  $i_q^*$  bei gleich bleibendem Betrag nur sein Vorzeichen ändert.

Im Folgenden werden die Simulationsergebnisse dieser beiden Fälle dargestellt und diskutiert. Aufgrund der Ähnlichkeit der Sprungantworten für beide Stromreglerarten im Falle der Spannungsbegrenzung sind nur die Zeitverläufe der Stromkomponenten unter Verwendung der Reglerstruktur mit Deadbeat-Verhalten abgebildet.

Abb. 6.23a zeigt eine gleichzeitige sprunghafte Änderung beider Stromkomponenten von Werten nahe Null auf betragsmäßig hohe Ströme, wie sie bei einem Sprung aus dem Leerlauf auf ein hohes Drehmoment auftritt. Das Entkopplungsverhalten ist in diesem Fall unerheblich, da sich sowohl  $i_d$  als auch  $i_q$  verändern. Die beiden Stromsollwerte  $i_d^*$  und  $i_q^*$  werden etwa zum gleichen Zeitpunkt erreicht, da die Stromregler für beide Komponenten auf die gleiche Dynamik aus-

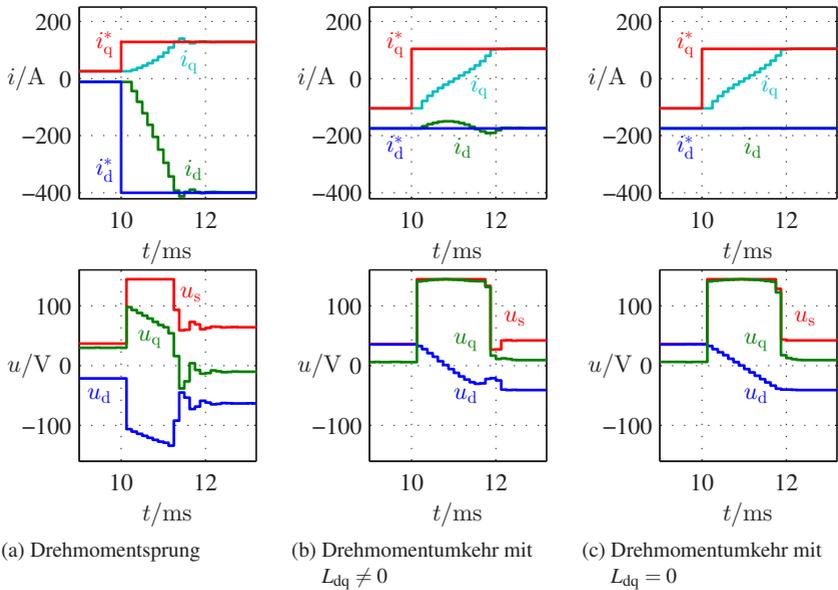


Abbildung 6.23: Zeitverläufe von Strom- und Spannungskomponenten bei sprunghaftem Änderungen des Drehmomentsollwerts mit Deadbeat-Stromregler

gelegt sind. Die Spannung entspricht während des Stromaufbaus durchgehend der maximalen Stromrichter Ausgangsspannung.

In Abb. 6.23b ist der Fall einer Drehmomentumkehr gezeigt, bei der der Stromsollwert  $i_q^*$  sein Vorzeichen umkehrt, während  $i_d^*$  konstant bleibt. Im Verlauf von  $i_q$  ist wieder sehr deutlich das Sättigungsverhalten zu erkennen, da die Stromänderungen pro Abtastschritt bei betragsmäßig hohen Werten von  $i_q$  deutlich größer sind als bei Werten nahe Null.

Bei  $i_d$  ist eine sehr starke Abweichung vom konstanten Sollwert  $i_d^*$  zu erkennen, was wieder an der dynamischen Kreuzverkopplung liegt. Als Beweis ist in Abb. 6.23c das Simulationsergebnis der gleichen Sollwertänderung dargestellt, wobei hier im Maschinenmodell  $L_{dq} = 0$  gesetzt wurde. Wie zu sehen ist, funktioniert die Entkopplung dann einwandfrei, da  $i_d$  von der sprunghaften Änderung in  $i_q$  unbeeinflusst auf seinem Sollwert bleibt. Die Spannungen haben in diesem

Fall ebenfalls einen linearen Verlauf, da ohne dynamische Kreuzverkopplung keine Störungen auftreten, die ausgeregelt werden müssen.

Für die restlichen dargestellten transienten Vorgänge wird bei Simulation mit einem Maschinenmodell mit  $L_{dq} = 0$  ebenfalls eine ideale Entkopplung erreicht.

### 6.8.2 Dynamische Übermodulation

Die Auswirkungen der Art der Spannungsbegrenzung mit dynamischer Übermodulation werden anhand der beiden Fälle aus dem vorherigen Abschnitt untersucht, bei denen eine Drehmomentänderung vorliegt. Die Simulationen werden wieder mit dem Parametersatz der ursprünglich untersuchten IPMSM durchgeführt, deren Flusscharakteristiken in Kapitel 4.1 dargestellt und beschrieben sind.

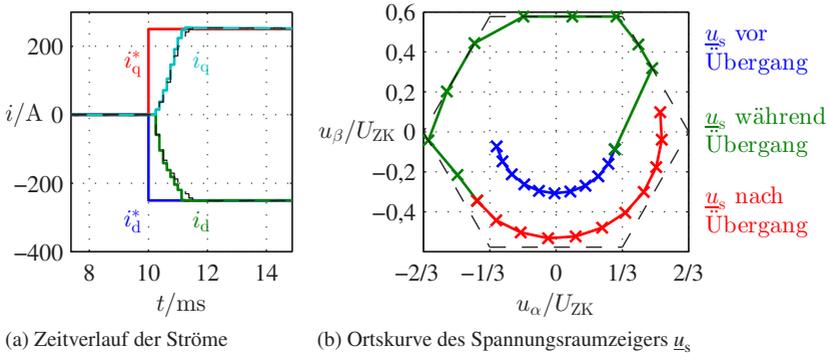


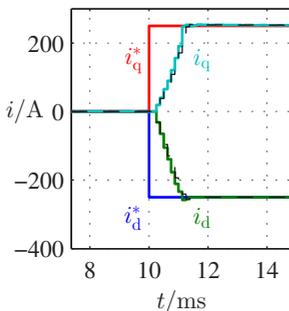
Abbildung 6.24: Drehmomentsprung mit linearer Spannungsbegrenzung

Der erste hier dargestellte Fall ist der eines Drehmomentsprungs von 0 auf Maximalmoment, was in Sollwertsprüngen für die Stromkomponenten von 0 auf  $i_d^* = -250 \text{ A}$  und  $i_q^* = 250 \text{ A}$  resultiert. Die Drehzahl der Maschine während des Sollwertsprungs für das Drehmoment wurde im Simulationsmodell auf  $n = 5000/\text{min}$  eingestellt, die Zwischenkreisspannung auf  $U_{ZK} = 320 \text{ V}$ . Abb. 6.24a zeigt den Zeitverlauf der beiden Stromkomponenten. Beide Ströme werden innerhalb von 1 ms mit nur leichtem Überschwingen erreicht. In schwarz sind zusätzlich die simulierten Sprungantworten für die Spannungsbegrenzung auf den Innenkreis des Sechsecks eingezeichnet. Da in diesem Fall

nicht die volle Umrichter Ausgangsspannung ausgenutzt wird, werden die Sollwerte etwa drei Abtastperioden später erreicht.

In Abb. 6.24b ist die zugehörige Trajektorie des Spannungsraumzeigers in der  $\alpha, \beta$ -Ebene dargestellt. Bei den mit  $\times$  markierten Punkten handelt es sich jeweils um die in den Abtastzeitpunkten an den Modulator übergebenen Spannungen. Die verschiedenen Farben dienen zusätzlich zur Unterscheidung des Zeitabschnitts: In Blau sind die geforderten Spannungsraumzeiger vor dem Sollwertsprung eingezeichnet, die begrenzten Spannungen während des Übergangsvorgangs sind in Grün eingetragen. Die nach den Sollwertsprüngen angelegten Spannungen sind in Rot eingezeichnet. Die gestrichelte schwarze Linie entspricht der Grenze des Aussteuerbereichs des Pulswechselrichters.

Im stationären Betrieb vor dem Sollwertsprung bewegt sich der Spannungsraumzeiger mit der elektrischen Winkelgeschwindigkeit entlang einer Kreisbahn im Inneren des Sechsecks. Aufgrund des niedrigen Stroms und der geringen Drehzahl sind der Aussteuergrad und damit der Radius dieser Kreisbahn weit entfernt von der Aussteuergrenze. Mit der Drehmomentanforderung springt der Spannungsraumzeiger auf einen Punkt auf der Grenze des Sechsecks und bewegt sich während des Stromanstiegs exakt entlang dieser Grenze. Nach Erreichen der Stromsollwerte und eines stationären Betriebs mit dem neuen Drehmoment wird wieder eine Kreisbahn beschrieben. Aufgrund des höheren Stroms sind nun auch die Gegenspannungen gestiegen, so dass der Radius der resultierenden Kreisbahn deutlich größer ist als im vorherigen Betrieb im Leerlauf.



(a) Zeitverlauf der Ströme

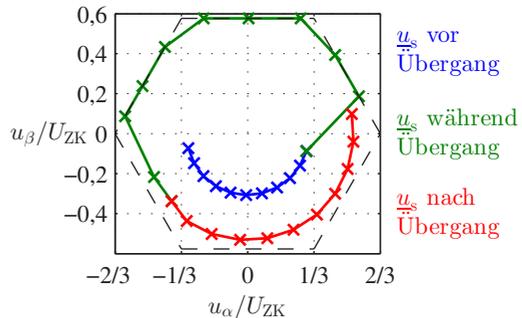
(b) Ortskurve des Spannungsraumzeigers  $u_s$ 

Abbildung 6.25: Drehmomentsprung mit Begrenzung des dynamischen Anteils der Spannung

Der Drehmomentsprung mit Begrenzung des dynamischen Anteils der Spannung ist in Abb. 6.25 dargestellt. Die Stromsollwerte werden etwa nach der gleichen Zeit erreicht wie mit der linearen Begrenzung. Die Trajektorie des Spannungsraumzeigers ähnelt ebenfalls der bei der linearen Begrenzung. Die Vorteile hinsichtlich der Dynamik durch Verwendung der dynamischen Übermodulation gegenüber der Begrenzung auf den Innenkreis sind geringer als bei der linearen Begrenzung.

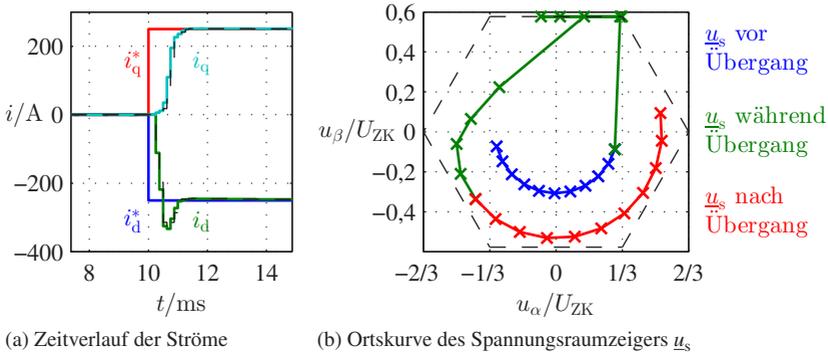


Abbildung 6.26: Drehmomentsprung mit Spannungsbegrenzung mit Vorzugsrichtung

In Abb. 6.26 ist der gleiche Übergangsvorgang unter Verwendung der Begrenzung mit Vorzugsrichtung abgebildet. Im Zeitverlauf der Ströme lässt sich der Vorzug der Längskomponente erkennen: Unmittelbar nach der Drehmomentanforderung springt  $i_d$  innerhalb von wenigen Abtastschritten in Richtung seines neuen Sollwerts  $i_d^*$ , während  $i_q$  nahezu keine Änderung erfährt. Nachdem  $i_d$  seinen Sollwert erreicht hat, wird von der Stromregelung keine dynamische Spannung mehr zur Änderung von  $i_d$  gefordert. Somit steht nun die volle Spannung zur Veränderung der Stromkomponente  $i_q$  zur Verfügung, weshalb diese nun ebenfalls beginnt zu steigen. Aufgrund der dynamischen Kreuzverkopplung hat diese schnelle Änderung von  $i_q$  nun aber eine Spannung in  $d$ -Richtung zur Folge, weshalb  $i_d$  weiter steigt und eine sehr große Abweichung von bis zu 100 A von seinem Sollwert erfährt.

Der Unterschied durch die Priorisierung der  $d$ -Richtung ist auch an den Spannungsraumzeigern in Abb. 6.26b zu sehen: Der erste Spannungsraumzeiger nach der Drehmomentanforderung unterscheidet sich deutlich von denen der anderen beiden Begrenzungsvarianten. Zudem wird bereits nach wenigen Abtastschrit-

ten die Spannungsgrenze verlassen, obwohl der Übergangsvorgang noch nicht abgeschlossen ist. Die stationären Punkte vor und nach der Stromänderung entsprechen denen aus Abb. 6.27b und 6.28b.

Gegenüber der Begrenzung auf den Innkreis mit Vorzugsrichtung werden durch die dynamische Übermodulation ebenfalls nur sehr geringe Vorteile hinsichtlich der Anstiegsgeschwindigkeit gewonnen.

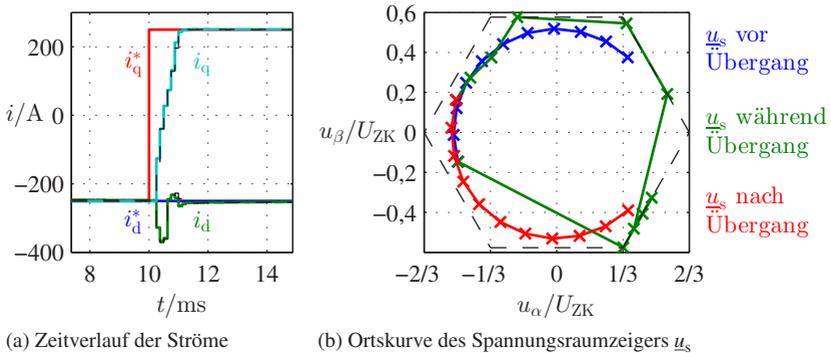


Abbildung 6.27: Drehmomentumkehr mit linearer Spannungsbegrenzung

Der zweite simulativ untersuchte Fall für die drei Verfahren der dynamischen Übermodulation ist eine Drehmomentumkehr von negativem auf positives Maximalmoment. Der resultierende Stromsollwert  $i_d^*$  bleibt während des Übergangsvorgangs konstant, während  $i_q^*$  sein Vorzeichen umkehrt. Wie bereits in Kapitel 6.8.1 beschrieben sind dabei im  $d$ -Strom große Abweichungen von  $i_d^*$  zu erwarten, da aufgrund der Änderung von  $i_q$  und der dynamischen Kreuzverkopplung eine Spannung in  $d$ -Richtung induziert wird, die in der Reglerstruktur nicht beachtet wird.

Abb. 6.27a zeigt den Stromverlauf für die Drehmomentumkehr mit linearer Begrenzung und dynamischer Übermodulation. Die Auswirkungen der Stromänderung von  $i_q$  auf  $i_d$  werden direkt zu Beginn des Übergangs deutlich sichtbar:  $i_d$  weicht nach dem zweiten Abtastschritt um mehr als 100 A von  $i_d^*$  ab. Der Gesamtstrom  $i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$  überschreitet zu diesem Zeitpunkt den Maximalstrom deutlich. Eine Abschaltung des Antriebs aufgrund eines auftretenden Überstroms kann somit unter Verwendung dieser Begrenzungsvariante nicht ausgeschlossen werden.

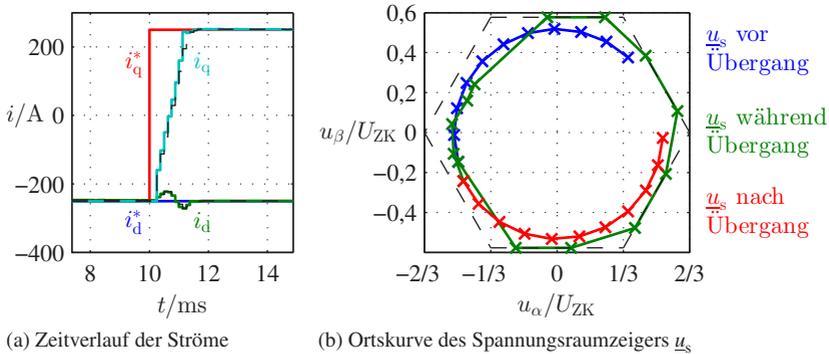


Abbildung 6.28: Drehmomentumkehr mit Begrenzung des dynamischen Anteils der Spannung

In Abb. 6.28 ist die Drehmomentumkehr mit der Begrenzung des dynamischen Spannungsanteils abgebildet. Abweichungen der Stromkomponente  $i_d$  sind ebenfalls vorhanden, jedoch wird  $i_d$  zu Beginn des Übergangsvorgangs betragsmäßig kleiner als  $i_d^*$ , was zumindest keinen Überstrom zur Folge hat. Hier ist hingegen das Ende des Übergangs als kritischer anzusehen, da  $i_d$  betragsmäßig leicht größer als  $i_d^*$  wird, und  $i_q$  seinen Sollwert bereits erreicht hat. Der Gesamtstrom ist jedoch geringer als bei der linearen Begrenzung.

Die Drehmomentumkehr unter Verwendung der Spannungsbegrenzung mit Vorzugsrichtung ist in Abb. 6.29 dargestellt. Die Abweichungen von  $i_d$  von seinem Sollwert  $i_d^*$  sind noch etwas größer als bei der linearen Begrenzung, so dass hier ebenfalls die Gefahr einer Abschaltung wegen Überstroms bestehen kann.

Insgesamt wird  $i_q^*$  bei der Begrenzung des dynamischen Spannungsanteils am langsamsten erreicht, da im Vergleich zu den anderen beiden Begrenzungsvarianten das Feld insbesondere zu Beginn des Übergangs weniger geschwächt ist und somit weniger Spannung für den Stromaufbau zur Verfügung steht.

Die Trajektorien der Spannungsraumzeiger unterscheiden sich vor und nach der Stromänderung kaum voneinander. Aufgrund der gleichen Stromamplituden für positives und negatives Drehmoment und in der Simulation nicht vorhandener Eisenverluste sind die Radien der vom Raumzeiger beschriebenen Kreise identisch.

Neben dem Zeitverlauf der beiden Stromkomponenten ist der Verlauf des resultierenden Drehmoments nach einem Sollwertsprung von Interesse. In Abb. 6.30

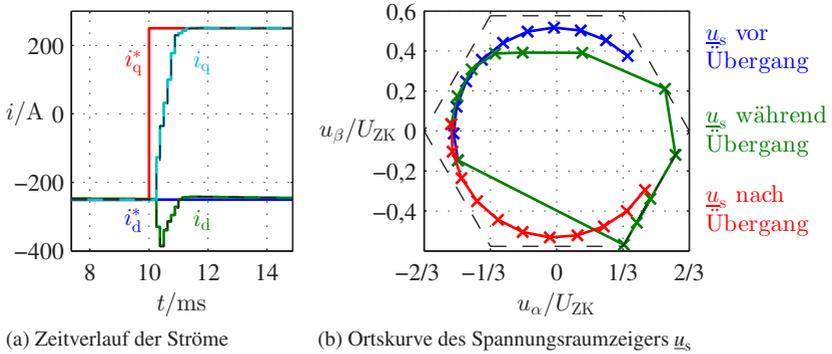


Abbildung 6.29: Drehmomentumkehr mit Spannungsbegrenzung mit Vorzugsrichtung

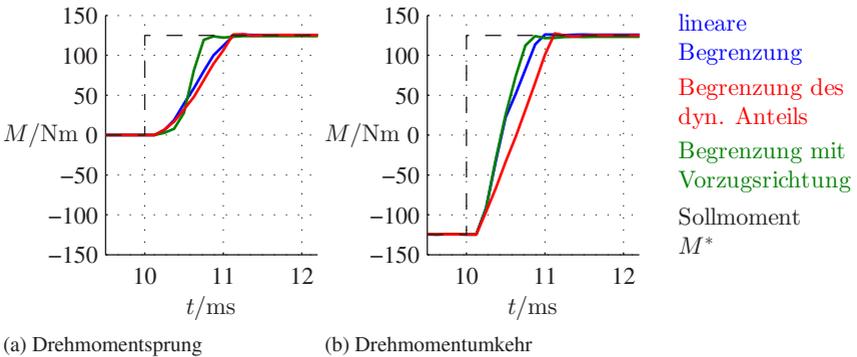


Abbildung 6.30: Resultierender Zeitverlauf des Drehmoments für alle drei Begrenzungsvarianten

werden die resultierenden Drehmomentverläufe für alle drei Begrenzungsvarianten gegenübergestellt, jeweils für die beiden Drehmomentanforderungen.

Unter Verwendung der Begrenzung mit Vorzugsrichtung wird das geforderte Drehmoment in beiden Fällen am schnellsten erreicht, was in der entstehenden Abweichung des  $d$ -Stroms vom Sollwert und dadurch vorübergehend erhöhten Feldschwächung begründet ist. Ein linearer Anstieg des Drehmoments wird am besten mit der Begrenzung des dynamischen Spannungsanteils erreicht, die jedoch tendenziell von allen drei Varianten am längsten benötigt. Die Unterschiede liegen dabei lediglich im  $\mu\text{s}$ -Bereich.

Die Auswahl des zu nutzenden Begrenzungsverfahrens kann demnach je nach Zielsetzung unterschiedlich ausfallen: Soll das Drehmoment möglichst verzögerungsfrei erreicht werden, so bietet die Begrenzung mit Vorzugsrichtung die größten Vorteile. Ist insbesondere von Interesse, dass die Abweichungen der Stromkomponenten von ihren Sollwerten auch bei dynamischen Vorgängen möglichst gering bleibt, so ist die Begrenzung des dynamischen Spannungsanteils zu wählen.

Die Vorteile der dynamischen Übermodulation gegenüber der mathematisch deutlich einfacher zu implementierenden Begrenzung auf den Innenkreis sind hinsichtlich der Dynamik nur marginal. Entscheidend ist jedoch, dass bei Vorgabe von Betriebspunkten, die mit der maximalen sinusförmigen Aussteuerung arbeiten, durch die dynamische Übermodulation eine Art Regelreserve besteht, mit deren Hilfe für die Stromregelung auch ohne fest eingehaltenen Abstand von der Spannungsgrenze die Stabilität erhalten bleibt.

## 6.9 Messergebnisse

Die simulierten Sprungantworten der Stromregelung wurden am Maschinenprüfstand nachgestellt, um die beschriebene Reglerstruktur unter realen Bedingungen zu testen. Durch den Vergleich mit den Simulationsergebnisse sollte zudem das entwickelte Simulationsmodell auch für den dynamischen Betrieb verifiziert werden.

### 6.9.1 Reglerstruktur

Zunächst wurde wieder die PSM der Firma *Brusa* herangezogen, um die generelle Funktion der Reglerstruktur bei einer stark sättigenden Maschine nachzuweisen. Die Spannung des Zwischenkreises, aus dem die PSM versorgt wird,

wurde dabei wie in der Simulation auf  $U_{ZK} = 300 \text{ V}$  eingestellt. Die Drehzahl des Maschinensatzes betrug  $n = 1000 \text{ /min}$ , geregelt von der Belastungsmaschine.

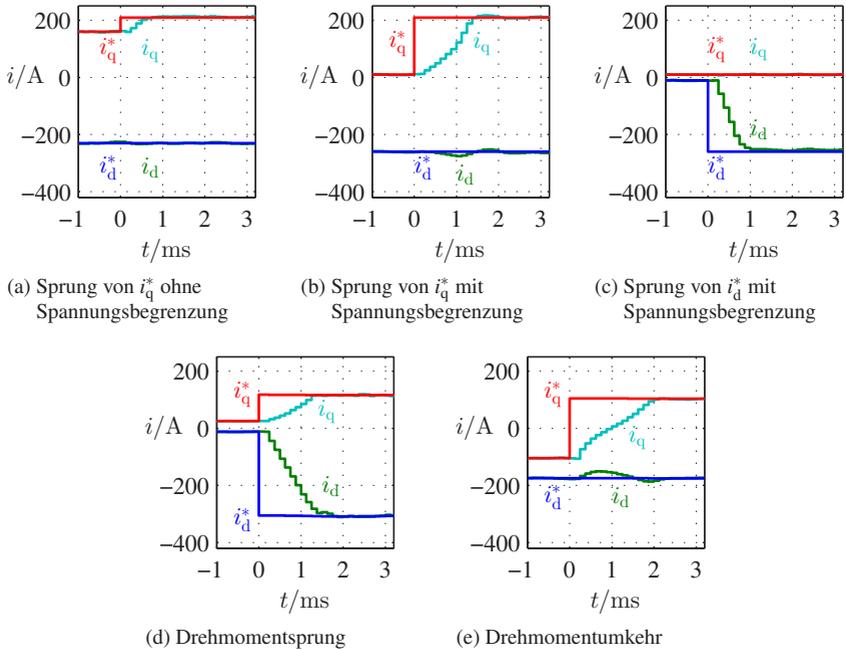


Abbildung 6.31: Zeitverläufe bei sprungförmigen Änderungen der Stromkomponenten mit PI-Regler

Die aufgezeichneten Sprungantworten unter Verwendung des PI-Reglers sind in Abb. 6.31 abgebildet, die Ergebnisse mit dem Deadbeat-Regler in Abb. 6.32.

Die gemessenen Zeitverläufe der Stromkomponenten entsprechen weitgehend denen aus der Simulation: Der Sprung von  $i_q^*$  ohne Spannungsbegrenzung wird vom Deadbeat-Regler in einem Abtastschritt durchgeführt, somit liegt auch hier das gewünschte Verhalten vor. Mit dem PI-Regler hingegen wird  $i_q^*$  innerhalb weniger Abtastschritte erreicht.  $i_d$  erfährt in beiden Fällen einen kaum merkbaren Einfluss. Bei den restlichen Sprungantworten greift jeweils die Spannungsbegrenzung, weshalb die Verwendung des Deadbeat-Reglers hinsichtlich der Dynamik keine nennenswerten Vorteile bringt.

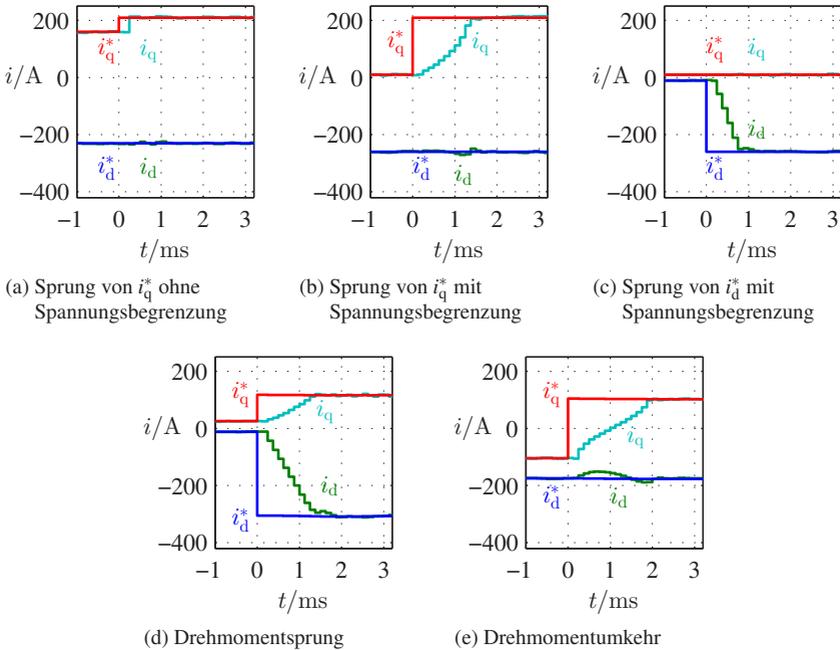


Abbildung 6.32: Zeitverläufe bei sprungförmigen Änderungen der Stromkomponenten mit Deadbeat-Stromregler

Bezüglich der Anregelzeiten und Zeitverläufe für sämtliche Sprungantworten sind die Übereinstimmungen zwischen Simulations- und Messergebnissen bemerkenswert, insbesondere vor dem Hintergrund, dass die Parametrierung des Simulationsmodells allein anhand der Messergebnisse aus der stationären Parameteridentifikation aus Kapitel 4.1 erfolgt. Lediglich bei den Auswirkungen der dynamischen Kreuzverkopplung lassen sich Unterschiede zwischen Simulation und Messung ausmachen, wobei die Abweichungen der Stromkomponente  $i_d$  von ihrem Sollwert während einer sprunghaften Änderung von  $i_q^*$  in der Messung tendenziell weniger stark ausgeprägt sind als in der Simulation.

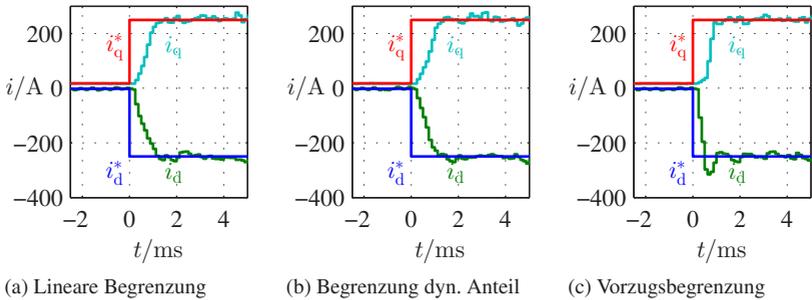


Abbildung 6.33: Drehmomentsprung mit dynamischer Übermodulation

## 6.9.2 Begrenzungsvarianten

Die Auswirkung der Auswahl des Verfahrens zur dynamischen Übermodulation auf die Stromverläufe wurde ebenfalls am Prüfstand untersucht und vermessen. Der Maschinensatz wurde dabei von der Belastungsmaschine auf eine Drehzahl von  $n = 5000$  /min geregelt, bei einer Zwischenkreisspannung für die Synchronmaschine von  $U_{ZK} = 320$  V, jeweils entsprechend der Simulation. Bei der Maschine handelte es sich wieder um den ursprünglich untersuchten Traktionsantrieb.

Die Zeitverläufe für die Stromkomponenten für einen Drehmomentumkehr sind in Abb. 6.33 abgebildet, der Fall der Drehmomentumkehr ist in Abb. 6.34 zu sehen.

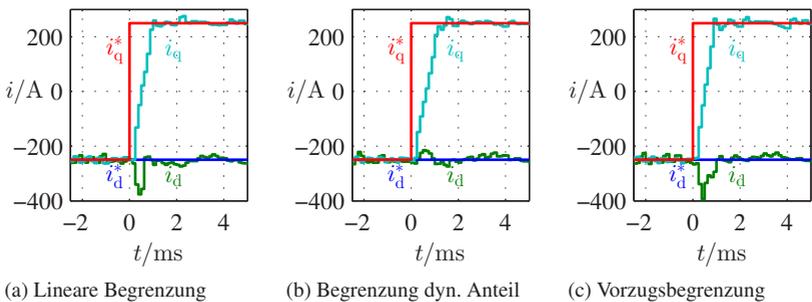


Abbildung 6.34: Drehmomentumkehr mit dynamischer Übermodulation

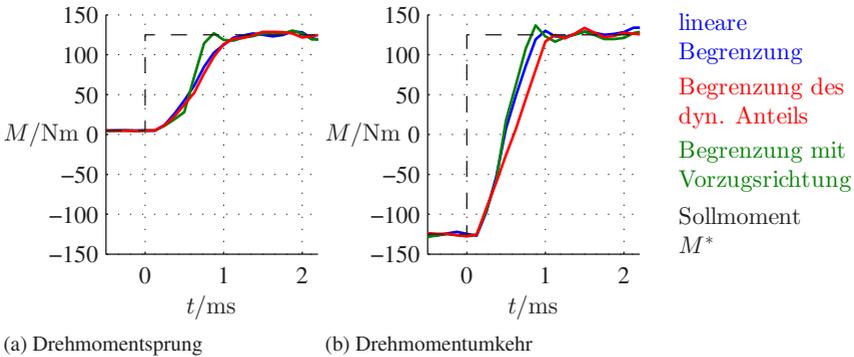


Abbildung 6.35: Resultierende Zeitverläufe des Drehmoments bei dynamischer Übermodulation

Die Sprungantworten aus den Simulationsergebnissen werden auch für die dynamische Übermodulation weitgehend anhand der Messergebnisse bestätigt. Die Anregelzeiten für die Stromkomponenten liegen für alle Vorgänge im Bereich einer ms, mit sehr geringen Unterschieden in den Zeitverläufen für  $i_q$ . Die Begrenzung mit Vorzugsrichtung lässt den Sollwert  $i_q^*$  laut Abb. 6.33c und 6.34c jeweils innerhalb der kürzesten Zeit erreichen. Dies liegt an der Priorisierung von  $i_d$  und der damit einhergehenden stärkeren Feldschwächung während des Übergangsvorgangs, was zu einer größeren Spannung für den Stromaufbau von  $i_q$  führt.

Die in Kapitel 6.8 erläuterten Auswirkungen der dynamischen Kreuzverkopplung auf  $i_d$  bei schnellen Änderungen von  $i_q$  kommen auch in den Messergebnissen deutlich zum Tragen. Für sämtliche dargestellten Sprungantworten sind die Übereinstimmungen zwischen Simulation und Messung in den Zeitverläufen von  $i_d$  erneut bemerkenswert. Die Problematik der möglichen Überstromabschaltung wird bei der Drehmomentumkehr insbesondere für die lineare Begrenzung und die Begrenzung mit Vorzugsrichtung bestätigt.

In Abb. 6.35 sind die resultierenden Drehmomentverläufe der Sprungantworten für die beschriebenen Begrenzungsvarianten dargestellt. Da derart schnelle Drehmomentänderungen im ms-Bereich mit der Drehmomentmesswelle aufgrund von mechanischen Schwingungen nicht messbar sind, wurde das Drehmoment anhand Gl. (2.30) analytisch bestimmt. Für die Berechnung wurden die abgetasteten und transformierten Stromwerte für  $i_d$  und  $i_q$  herangezogen und

| Begrenzungsvariante           | Drehmomentsprung        | Drehmomentumkehr        |
|-------------------------------|-------------------------|-------------------------|
| lineare Begrenzung Innenkreis | 100...107 $\mu\text{s}$ | 103...110 $\mu\text{s}$ |
| dyn. Begrenzung Innenkreis    | 100...107 $\mu\text{s}$ | 104...110 $\mu\text{s}$ |
| Vorzugsbegrenzung Innenkreis  | 101...108 $\mu\text{s}$ | 103...110 $\mu\text{s}$ |
| lineare Begrenzung Sechseck   | 102...109 $\mu\text{s}$ | 105...112 $\mu\text{s}$ |
| dyn. Begrenzung Sechseck      | 104...111 $\mu\text{s}$ | 107...114 $\mu\text{s}$ |
| Vorzugsbegrenzung Sechseck    | 107...114 $\mu\text{s}$ | 110...117 $\mu\text{s}$ |

Tabelle 6.2: Gesamte Rechendauer der Interrupt Service Routine im DSP bei verschiedenen Varianten der Spannungsbegrenzung

die zugehörigen Flussverkettungen  $\psi_d$  und  $\psi_q$  aus den zugehörigen Kennfeldern (Abb. 4.3 und 4.4) ausgelesen.

Die so bestimmten Zeitverläufe stimmen ebenfalls sehr gut mit den Simulationsergebnissen überein. Der Drehmomentsprung wird am schnellsten von der Begrenzung mit Vorzugsbegrenzung durchgeführt, die beiden anderen Verfahren liefern in etwa das gleiche Ergebnis.

Bei der Drehmomentumkehr zeigt sich ein ähnliches Resultat: Unmittelbar nach der Sollwertänderung ist der Verlauf für alle Verfahren identisch. Nach etwa 0,5 ms steigt das Drehmoment für lineare und Vorzugsbegrenzung schneller an als bei der Begrenzung des dynamischen Spannungsanteils, die einen durchgehend linearen Anstieg des Drehmoments bewirkt. Mit der Vorzugsbegrenzung wird das Sollmoment schließlich am schnellsten erreicht. Die Unterschiede in den Sprungzeiten liegen dabei im  $\mu\text{s}$ -Bereich.

Der Vergleich der dargestellten Messergebnisse mit denen aus der Simulation validieren das Simulationsmodell mit seinen aus der stationären Kennfeldmessung gewonnenen Parametern für den dynamischen Betrieb.

Zusätzlich zu den elektrischen Größen wurde während der Messungen die für die Ausführung der Interrupt Service Routine (ISR) vom DSP benötigte Rechenzeit aufgezeichnet. Dies geschieht anhand eines Zählers im Programm des DSPs, der zu Beginn der ISR gestartet und nach dem Ausführen des letzten Befehls gestoppt wird. Der Zählerstand wird gemeinsam mit den anderen Messdaten an den PC übertragen und kann in die Rechenzeit umgerechnet werden. Die ermittelten Rechendauern für die verschiedenen Verfahren sind in Tabelle 6.2 zusammengefasst.

Da der DSP neben der Synchronmaschinenregelung auch die Regelung des DC/DC-Wandlers, die Betriebsführung und die Überwachung sicherheitskriti-

scher Größen durchführt (siehe Kapitel 3.3), sind die zugehörigen Rechenoperationen in der ausgelesenen Dauer mit enthalten. Durch den relativen Vergleich der Rechendauern bei den verschiedenen Begrenzungsmethoden kann dennoch auf den zusätzlichen Aufwand bei der dynamischen Übermodulation geschlossen werden.

Wird die Spannung lediglich auf den Innenkreis des Aussteuerbereichs begrenzt, benötigen alle untersuchten Begrenzungsvarianten in etwa die gleiche Rechenzeit. Bei Erweiterung der Begrenzung auf den gesamten Aussteuerbereich benötigen alle Varianten etwas länger, wobei der deutlichste Unterschied mit 6. . . 7  $\mu\text{s}$  bei der Begrenzung mit Vorzugsrichtung besteht. Der Zusatzaufwand für die lineare Begrenzung beträgt lediglich 2  $\mu\text{s}$ , für die Begrenzung des dynamischen Spannungsanteils werden immerhin zusätzliche 4  $\mu\text{s}$  benötigt.

# 7

## Untersuchungen zum Verhalten des Gesamtsystems

In diesem Kapitel wird das Zusammenwirken der tabellenbasierten Stromsollwertvorgabe mit überlagertem Spannungsregler für den Betrieb an der Spannungsgrenze und unterlagerter hochdynamischer Stromregelung anhand von Messungen am Prüfstand untersucht. Dabei wird zunächst das Verhalten bei dynamischen Vorgängen, insbesondere während des Betriebs an der Spannungsgrenze diskutiert.

Für den stationären Betrieb werden Wirkungsgradmessungen mit den verschiedenen Modulationsverfahren durchgeführt, um mögliche Optimierungsmöglichkeiten zu identifizieren. Die zu erwartenden modulationsabhängigen Verluste werden dazu auch theoretisch abgeschätzt und mit den Messergebnissen verglichen.

Schließlich werden die Grenzkennlinie und maximale Leistung der Maschine ausgemessen und mögliche Vorteile durch den Betrieb mit Übermodulation ausgelotet.

## 7.1 Dynamisches Verhalten bei Betrieb an der Spannungsgrenze

Dynamische Anforderungen, die während des Betriebs auftreten, müssen vom Antrieb trotz des Betriebs ohne feste Spannungsreserve realisierbar sein. Um dies zu gewährleisten, wurde die beschriebene Struktur zur Drehmomenteinprägung anhand von umfangreichen Simulationen und Messungen auf ihr dynamisches Verhalten hin untersucht.

Mögliche dynamische Vorgänge sind

- sprungförmige Änderungen des geforderten Drehmoments,
- schnelle Drehzahländerungen,
- sprunghafte Änderungen der Zwischenkreisspannung.

Im Folgenden werden einige Messergebnisse bei dynamischen Anforderungen dargestellt und diskutiert.

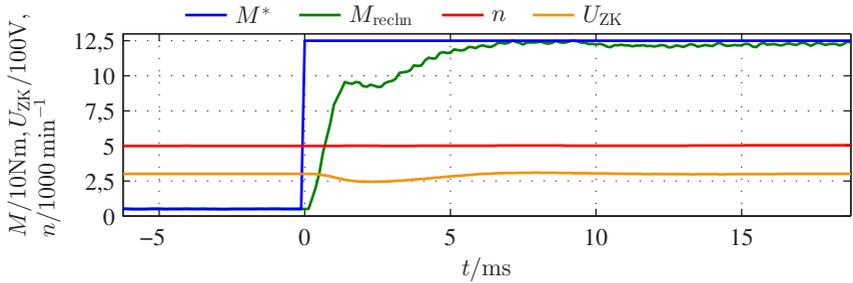
### 7.1.1 Verhalten bei Drehmomentanforderungen

Im ersten dargestellten Fall wird der Drehmomentsollwert zum Zeitpunkt  $t = 0$  s sprungförmig von  $M^* = 10$  Nm auf  $M^* = 125$  Nm verändert. Die Drehzahl während dieser Sprunganforderung ist konstant und liegt bei  $n = 5000$  /min. Der geforderte Betriebspunkt entspricht bei der eingestellten Spannung von  $U_{ZK} = 300$  V genau dem Eckpunkt, bei dem mit Maximalstrom gerade noch das geforderte maximale Moment eingepreßt werden kann.

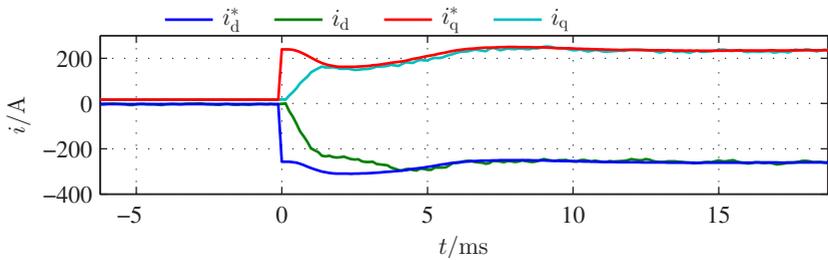
Die am Prüfstand gemessenen Zeitverläufe sind in Abb. 7.1a und 7.1b dargestellt, die daraus berechneten Raumzeigertrajektorien für  $\underline{i}_s$  und  $\underline{i}_q$  in Abb. 7.1c und 7.1d. Bei dem dargestellten Drehmoment handelt es sich wieder um das anhand von Gl. (2.30) aus den Stromwerten  $i_d$  und  $i_q$  und den zugehörigen Flussverkettungen  $\psi_d(i_d, i_q)$  und  $\psi_q(i_d, i_q)$  berechnete Drehmoment, da das an der mechanischen Messwelle gemessene Moment bei derart schnellen Änderungen von sehr großen Schwingungen überlagert ist.

Im Moment der Drehmomentanforderung zum Zeitpunkt  $t = 0$  s springen die Sollwerte für die Stromkomponenten von  $i_d^* = -2,6$  A und  $i_q^* = 17,3$  A auf die zum neuen Drehmoment zugehörigen Werte  $i_d^* = -257,5$  A und  $i_q^* = 239,4$  A. In der Raumzeigertrajektorie von  $\underline{i}_s^*$  entspricht dies dem Sprung vom Startwert nahe dem Ursprung, in Abb. 7.1d mit  $\times$  markiert, auf den Maximalstromkreis.

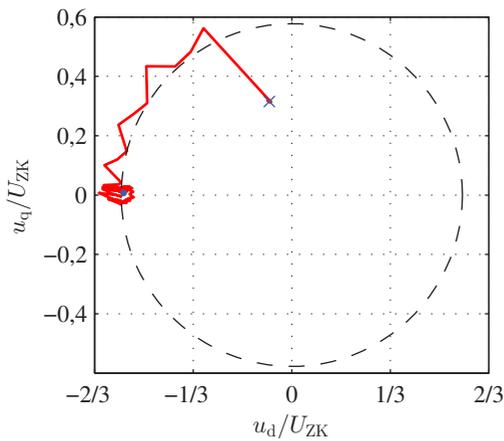
## 7.1 Dynamisches Verhalten bei Betrieb an der Spannungsgrenze



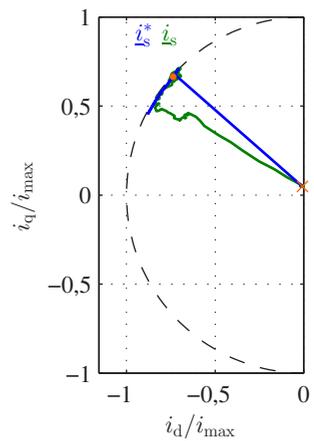
(a) Zeitverläufe von Drehmoment, Drehzahl und Zwischenkreisspannung



(b) Zeitverlauf der Stromkomponenten



(c) Spannungsraumzeiger  $u_s$



(d) Stromraumzeiger  $i_s$

Abbildung 7.1: Drehmomentsprung aus dem Leerlauf auf Maximalmoment bei einer Drehzahl von  $n = 5000 / \text{min}$

Die unterlagerte Stromregelung sorgt daraufhin für ein betragsmäßiges Ansteigen beider Stromkomponenten, indem eine entsprechende Spannung an die Maschine angelegt wird. Der Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$  springt von seinem stationären Punkt im Inneren des Aussteuerbereichs auf einen Punkt auf der Spannungsgrenze. Während des Stromanstiegs bewegt sich  $\underline{u}_s$  entlang dieser Grenze in Richtung negativer  $d$ -Achse. Aufgrund der dynamischen Übermodulation ist dabei der Betrag des Spannungsraumzeigers nicht konstant, sondern abschnittsweise größer als der Kreis mit dem Radius  $U_{ZK}/\sqrt{3}$ . Dies stellt jeweils die Zeitpunkte dar, in denen mit der dynamischen Übermodulation Punkte zwischen der sechseckförmigen Aussteuerungsgrenze und deren Innenkreis angefahren werden. Kurz nach Beginn des Übergangsvorgangs verändern sich beide Stromsollwerte in Richtung kleinerer Werte. Dies ist zwei verschiedenen Ursachen geschuldet:

- Aufgrund des großen Leistungssprungs verringert sich die Zwischenkreisspannung innerhalb der ersten 2 ms nach Beginn des Übergangsvorgangs von 300 V auf bis zu 245 V. Über den direkten Pfad der gemessenen Zwischenkreisspannung zum Indizierungsvektor  $\Psi_{\text{ind}}^{-1}$  der Lookup-Tabellen für die Stromsollwerte wird dieser Umstand in einem erhöhten Feldschwächbedarf berücksichtigt.
- Durch die von den Stromreglern geforderte hohe Spannung wird die Ausgangsgröße des  $\Delta U_{ZK}$  überlagerten Spannungsreglers verringert, solange sich die Stromregelung in der Begrenzung befindet. Damit wird für einen zusätzlich ansteigenden Feldschwächbedarf gesorgt, der jedoch aufgrund der sehr langsamen Auslegung des Spannungsreglers nur gering ist.

An der Trajektorie des Sollstromraumzeigers  $i_s^*$  lässt sich dieses Verhalten daran erkennen, dass sich  $i_s^*$  nach dem Sprung auf den Maximalstromkreis entlang dieses Kreises in Richtung negativer  $d$ -Achse bewegt.

Nach etwa 1 ms erreicht  $i_q$  seinen verringerten Sollwert  $i_q^*$  und folgt diesem von hier an sehr gut. Die Zwischenkreisspannung steigt kurz nach diesem Zeitpunkt wieder an, so dass beide Stromsollwerte ebenfalls wieder größer werden. Der Sollwert für  $i_d$  wird während dieses Ansteigens etwa zum Zeitpunkt  $t = 4$  ms erreicht und im Folgenden ebenfalls sehr gut eingeregelt. Das geforderte Drehmoment wird schließlich nach 6 ms erreicht, nachdem die Zwischenkreisspannung wieder ihrem ursprünglichen Wert  $U_{ZK} = 300$  V entspricht.

Der Spannungsraumzeiger liegt nach dem Ende des Übergangsvorgangs auf dem Kreis für maximale sinusförmige Aussteuerung auf einem Punkt sehr nahe der  $d$ -Achse. Der Stromraumzeiger befindet sich auf dem Maximalstromkreis,

in Abb. 7.1d gekennzeichnet mit  $\bullet$ . Somit wird die Maschine im neuen Betriebspunkt an Strom- und Spannungsgrenze betrieben.

Bei dem zweiten, in Abb. 7.2 dargestellten Fall springt der Sollwert für das Drehmoment bei einer Drehzahl von 7000/min von  $M^* = 40$  Nm auf  $M^* = 100$  Nm. Die beiden Stromkomponenten ändern sich entsprechend ebenfalls sprunghaft von  $i_d^* = -77$  A und  $i_q^* = 93,4$  A auf  $i_d^* = -320$  A und  $i_q^* = 140$  A. Aus Abb. 7.2c ist ersichtlich, dass die Maschine in diesem Fall bereits im Betriebspunkt vor den sprunghaften Sollwertänderungen an der Spannungsgrenze betrieben wird. Entsprechend wird der Anstieg der beiden Stromkomponenten vergleichsweise langsamer realisiert als im vorherigen Beispiel. Dennoch werden beide Sollwerte innerhalb von 5 ms nach der Sollwertanforderung erreicht. Aufgrund der erneuten leichten Schwankung der Zwischenkreisspannung verschieben sich die Sollwerte für die Stromkomponenten nach der Anforderung leicht. Nach 7 ms sind die ursprüngliche Zwischenkreisspannung und damit auch wieder die anfänglichen Stromsollwerte erreicht. Die Raumzeigerbeiträge  $|\underline{i}_s|$  und  $|\dot{i}_s|$  entsprechen jeweils ihren Maximalwerten.

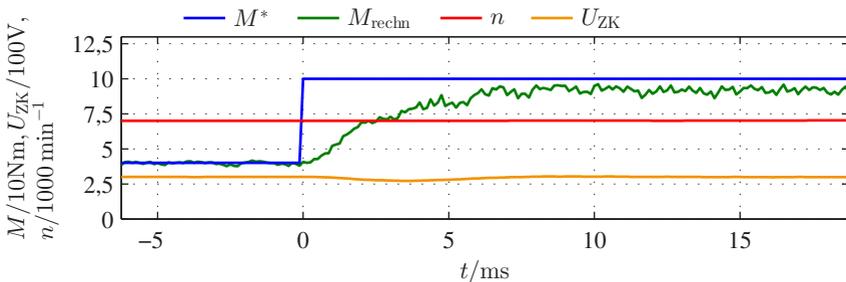
Das geforderte Drehmoment kann bei der vorliegenden Drehzahl dennoch nicht erreicht werden und entspricht schließlich im Mittel  $\approx 92$  Nm, begrenzt durch die Ausgangsspannung des Pulswechselrichters.

Eine sprunghafte Erhöhung des Drehmoments aus einem Betriebspunkt an der Spannungsgrenze ist demnach problemlos möglich.

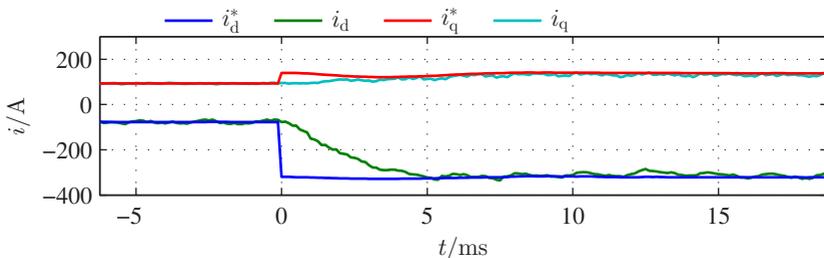
Der in Abb. 7.3 abgebildete Fall stellt eine Drehmomentumkehr während des Betriebs an der Spannungsgrenze dar. Bei einer Drehzahl von  $n = 7000$ /min springt der Sollwert für das Drehmoment von  $M^* = 100$  Nm auf  $M^* = -100$  Nm. Der Sollwert für die Stromkomponente  $i_d$  bleibt dabei konstant, wohingegen der Sollwert  $i_q^*$  bei gleich bleibendem Betrag sein Vorzeichen umkehrt.

Der neue Sollwert für  $i_q$  wird von der Stromregelung innerhalb der ersten Millisekunde erreicht. Aufgrund der Spannungsbegrenzung und der sich leicht verändernden Zwischenkreisspannung werden die Stromsollwerte während des Übergangsvorgangs leicht verändert. Dies ist in den Zeitverläufen wie auch an der Trajektorie des Sollstromraumzeigers  $\underline{i}_s^*$  in Abb. 7.3d zu erkennen, die nach dem Sprung zunächst entlang des Maximalstromkreises und kurzzeitig bis auf die MMPV-Kennlinie verläuft.

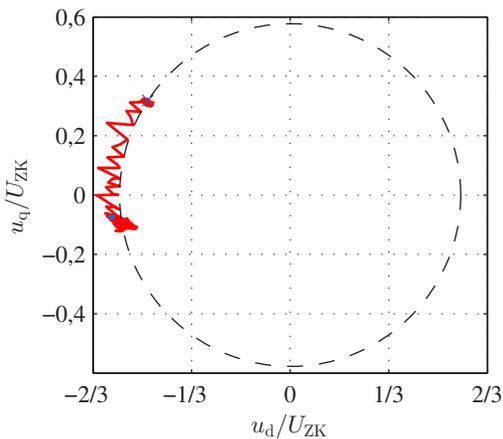
Die Stromkomponente  $i_d$  erfährt während der schnellen Stromänderung von  $i_q$  eine Abweichung von ihrem konstanten Sollwert. Der Grund dafür ist die in Kapitel 6.6 diskutierte Vernachlässigung der dynamischen Kreuzverkopplung



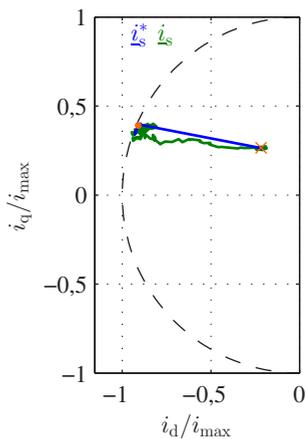
(a) Zeitverläufe von Drehmoment, Drehzahl und Zwischenkreisspannung



(b) Zeitverlauf der Stromkomponenten

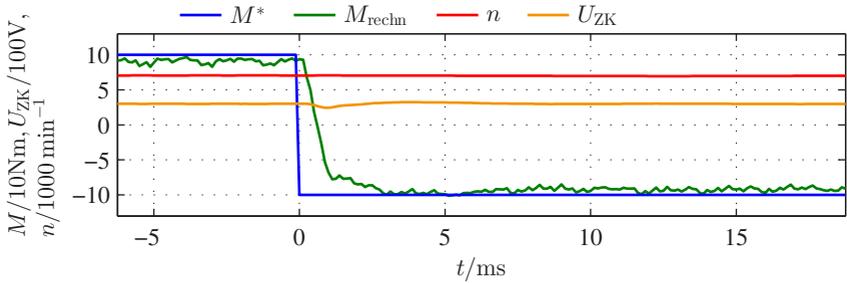


(c) Spannungsraumzeiger  $u_s$

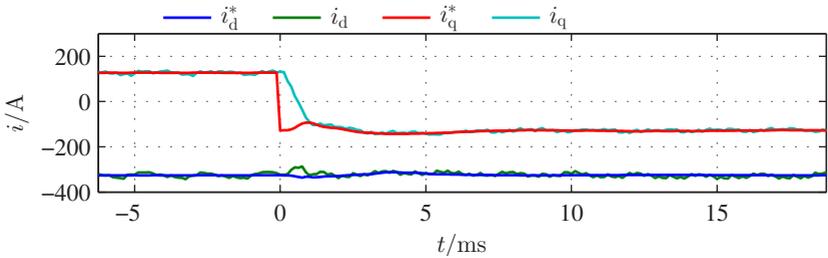


(d) Stromraumzeiger  $i_s$

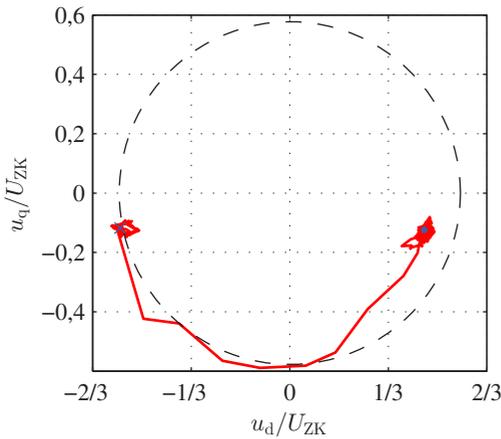
Abbildung 7.2: Drehmomentsprung während des Betriebs an der Spannungsgrenze bei einer Drehzahl von  $n = 7000$  /min



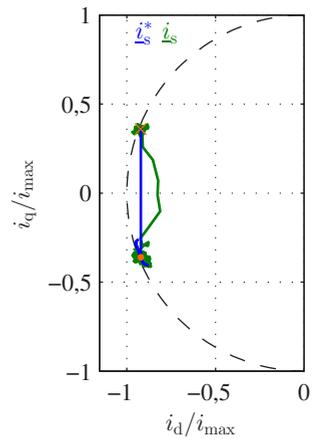
(a) Zeitverläufe von Drehmoment, Drehzahl und Zwischenkreisspannung



(b) Zeitverlauf der Stromkomponenten



(c) Spannungsraumzeiger  $u_s$



(d) Stromraumzeiger  $i_s$

Abbildung 7.3: Drehmomentumkehr während des Betriebs an der Spannungsgrenze bei einer Drehzahl von  $n = 7000/\text{min}$

bei der Stromreglerauslegung. Die Differenz zum Sollwert beträgt während des Übergangsvorgangs zwischenzeitlich bis zu 50 A, wobei der maximale erlaubte Strombetrag dabei zu keinem Zeitpunkt überschritten wird. Mit Erreichen des Sollwerts von  $i_q$  ist die entstandene Regelabweichung in  $i_d$  ebenfalls wieder ausgeregelt.

Der Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$  verläuft während der Stromänderung wieder entlang der Aussteuergrenze. Nach Erreichen der Stromsollwerte löst sich die Regelung von der Spannungsgrenze, der Betrag von  $\underline{u}_s$  wird kleiner und gelangt schließlich auf einen stationären Punkt im vierten Quadranten der  $d,q$ -Spannungsebene, innerhalb des Kreises für maximale sinusförmige Aussteuerung. Der Abstand von  $\underline{u}_s$  zur Spannungsgrenze entspricht der vom überlagerten Spannungsregler vorgegebenen einzuhaltenden Spannungsreserve für den generatorischen Betrieb, in welchem sich die Maschine nun befindet.

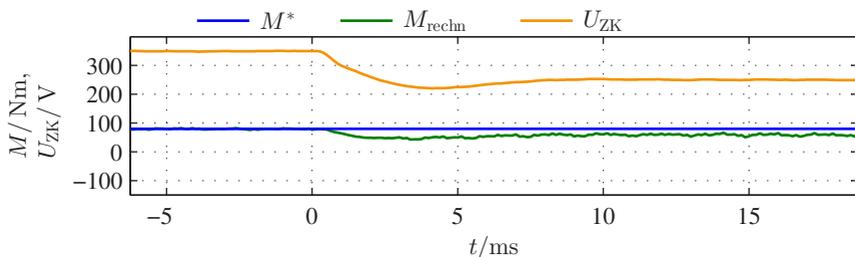
Die dargestellten Beispiele belegen, dass mit der beschriebenen Struktur zur Drehmomenteinprägung auch bei Betrieb an der Spannungsgrenze dynamische Drehmomentanforderungen realisierbar sind. Schwankungen der Zwischenkreisspannung, die bei schnellen Änderungen der Leistung auftreten, werden dabei in der Sollwertvorgabe berücksichtigt. Der überlagerte Spannungsregler für den stationären Betrieb an der Spannungsgrenze beeinflusst das dynamische Verhalten nicht.

### 7.1.2 Verhalten bei Einbrechen der Zwischenkreisspannung

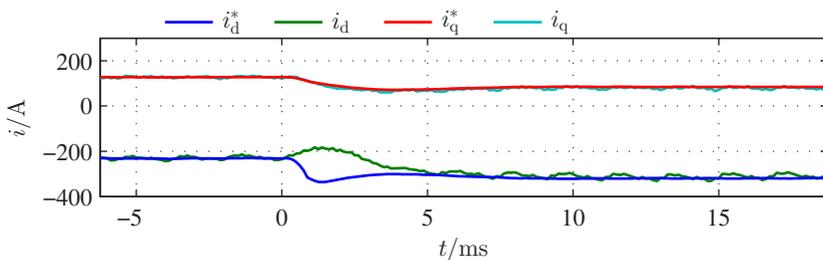
Ein Einbruch der Zwischenkreisspannung stellt insbesondere beim Betrieb an der Spannungsgrenze einen kritischen Fall dar, da die Regelung die Kontrolle über die Statorströme verlieren kann, sofern die stationäre Spannung des momentanen Arbeitspunkts außerhalb des Aussteuerbereichs des Pulswechselrichters liegt [26]. Im Folgenden werden zwei Fälle einer sich schnell verringernenden Zwischenkreisspannung dargestellt und diskutiert.

In Abb. 7.4 ist ein Zwischenkreisspannungseinbruch während des motorischen Betriebs an der Spannungsgrenze dargestellt. Vor dem Spannungseinbruch liegt ein stationärer Betrieb bei einer Drehzahl von 8000 /min bei einem Drehmoment von 80 Nm vor. Der Spannungsraumzeigerbetrag  $|\underline{u}_s|$  entspricht dem maximal möglichen bei sinusförmiger Ansteuerung der Maschine, welche durch den äußeren Kreis in Abb. 7.4c gekennzeichnet ist. Der Stromraumzeiger  $\underline{i}_s$  liegt auf der zum Drehmoment zugehörigen Drehmomenthyperbel.

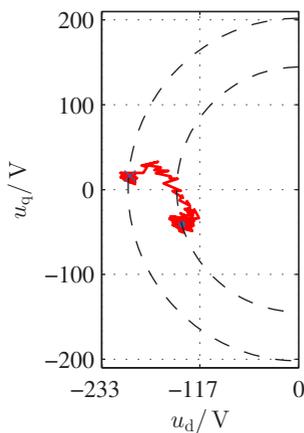
## 7.1 Dynamisches Verhalten bei Betrieb an der Spannungsgrenze



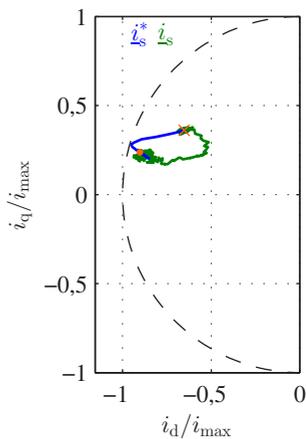
(a) Zeitverläufe von Drehmoment und Zwischenkreisspannung



(b) Zeitverlauf der Stromkomponenten



(c) Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$



(d) Stromraumzeiger  $\underline{i}_s$

Abbildung 7.4: Einbruch der Zwischenkreisspannung während des Betriebs an der Spannungsgrenze mit  $n = 8000$  /min und  $M^* = 80$  Nm

Zum Zeitpunkt  $t = 0,25$  ms beginnt die Zwischenkreisspannung einzubrechen und beträgt nach 4 ms nur noch 220 V, was einer Spannungsänderung von

$$\frac{\Delta U_{ZK}}{\Delta t} = 55 \text{ kV/s} \quad \text{bzw.} \quad \frac{\Delta U_{ZK}}{T_A} = \frac{6,875 \text{ V}}{125 \mu\text{s}} \quad (7.1)$$

entspricht.

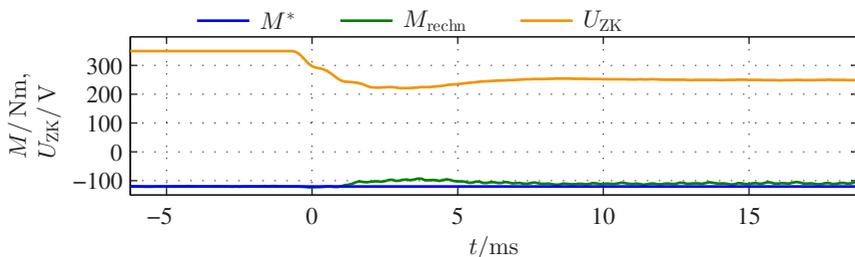
Die Stromsollwertvorgabe reagiert auf diesen Spannungseinbruch mit einer Anpassung der Stromsollwerte zunächst entlang der Drehmomenthyperbel und anschließend entlang der MMPV-Kennlinie. Die Stromkomponente  $i_d$  beginnt entgegen ihrem Sollwertverlauf kurz nach dem Spannungseinbruch zu steigen, verringert sich jedoch nach 1 ms wieder und erreicht schließlich nach 5 ms den nun nahezu stationären Sollwert. Der Strom  $i_q$  entspricht während des gesamten Vorgangs seinem Sollwert.

Im Spannungsraumzeigerdiagramm in Abb. 7.4c sind zwei Kreise für die Maximalspannung eingezeichnet. Diese entsprechen dem Maximalbetrag der Statorspannung vor und nach dem Einbruch der Zwischenkreisspannung. Sowohl der Start- ( $\times$ ) als auch der Endpunkt ( $\bullet$ ) der Raumzeigertrajektorie befinden sich jeweils auf den Maximalkreisen der Ausgangsspannung. Beide Arbeitspunkte werden demnach entsprechend der Vorgabe auf der Spannungsgrenze eingepägt, wobei ein Einbruch der Zwischenkreisspannung im motorischen Betrieb keine Gefährdung der Stabilität der Regelung darstellt.

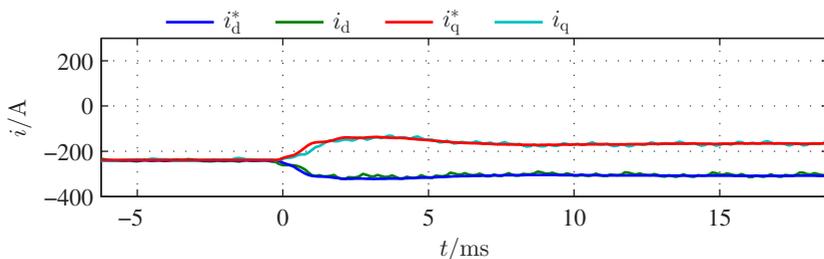
Der zweite, in Abb. 7.5 dargestellte Fall, stellt den hinsichtlich der Stabilität deutlich kritischeren Spannungseinbruch während des generatorischen Betriebs dar. Bei einer Drehzahl von  $n = 5000$  /min wird ein negatives Drehmoment von  $M^* = -120$  Nm vorgegeben und entsprechend Abb. 7.4a im stationären Betrieb eingepägt. Zum Zeitpunkt  $t = -0.5$  ms erfolgt der Spannungseinbruch der Zwischenkreisspannung von ursprünglich  $U_{ZK} = 350$  V auf bis zu  $U_{ZK} = 220$  V innerhalb von 3 ms.

Als Reaktion werden wieder beide Stromsollwertkomponenten dahingehend verändert, dass sich  $i_d^*$  betragsmäßig vergrößert für eine stärkere Feldschwächung, während  $i_q^*$  verringert wird, um den Maximalstrom nicht zu überschreiten. Die Raumzeigertrajektorie in Abb. 7.5d verläuft entsprechend nach Verlassen der 100 Nm-Drehmomenthyperbel entlang des Maximalstromkreises in Richtung negative  $d$ -Achse.

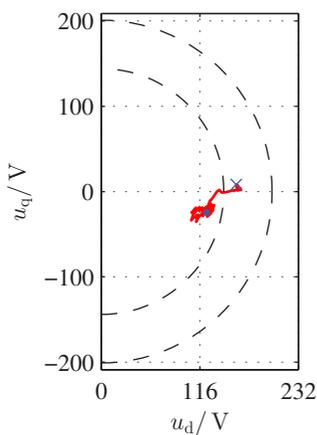
Die aus den Strommesswerten ermittelten Stromkomponenten  $i_d$  und  $i_q$  folgen während des gesamten dynamischen Vorgangs sehr gut ihren Sollwerten,



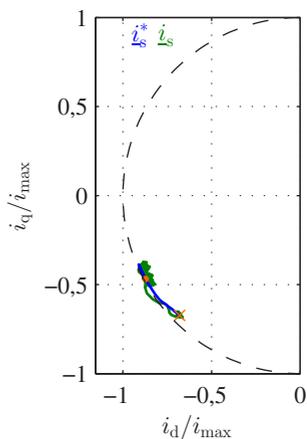
(a) Zeitverläufe von Drehmoment und Zwischenkreisspannung



(b) Zeitverlauf der Stromkomponenten



(c) Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$



(d) Stromraumzeiger  $\underline{i}_s$

Abbildung 7.5: Einbruch der Zwischenkreisspannung während des Betriebs an der Spannungsgrenze mit  $n = 5000$  /min und  $M^* = -120$  Nm

wie sowohl anhand der Raumzeigertrajektorie als auch an den Zeitverläufen in Abb. 7.5b ersichtlich ist.

Die Regelung kann demnach ein starkes Ansteigen des Stroms oder gar ein Abdriften in einen ungewünschten Arbeitspunkt verhindern. Die Kontrolle über den Strom wird trotz des Spannungseinbruchs zu keinem Zeitpunkt verloren.

Die von der überlagerten Spannungsregelung vorgegebene Stellreserve ist anhand der Trajektorie von  $\underline{u}_s$  in Abb. 7.5c gut zu erkennen: Zu Beginn liegt der Spannungsraumzeiger im Inneren des äußeren Kreises, nach Abschluss der dynamischen Vorgänge innerhalb des inneren Kreises. Der Abstand entspricht jeweils der im überlagerten Spannungsregler eingestellten Reserve.

Insgesamt lässt sich anhand der dargelegten Ergebnisse belegen, dass dynamische Vorgänge für die entwickelte der Struktur zur Drehmomenteinprägung über den gesamten Betriebsbereich realisierbar sind. Insbesondere bei Betrieb mit hohen Drehzahlen ohne feste Stellreserve ist die Stabilität sowohl bei Drehmomentanforderungen als auch bei schnellen Änderungen der Zwischenkreisspannung gewährleistet.

Eine schnelle Änderung der Drehzahl hat aufgrund der Stromsollwertvorgabe anhand der Lookup-Tabellen mit Statorfluss als Indizierungsgröße die gleichen Auswirkungen wie die Änderung der Zwischenkreisspannung. Auf eine zusätzliche Darstellung der Messergebnisse wird deswegen verzichtet, zumal Drehzahländerungen aufgrund der Massenträgheiten vergleichsweise langsamer ausfallen als Änderungen der Zwischenkreisspannung.

## 7.2 Wirkungsgrad des Antriebssystems

Die auftretenden Verluste im Antriebssystem werden maßgeblich von den eingesetzten Leistungshalbleitern im Pulswechselrichter und der Auslegung des Motors bestimmt. Mit Hilfe der Steuersoftware kann zusätzlich Einfluss auf die Verlustleistung genommen werden. Die Stromsollwertvorgabe für den Betrieb mit optimaler Spannungsausnutzung entsprechend Kapitel 5.2 ist ein Beispiel einer solchen Maßnahme.

Durch die gezielte Wahl des Ansteuerverfahrens für die Halbleiter in der Leistungselektronik können die auftretenden Verluste ebenfalls beeinflusst werden. Anhand von theoretischen Untersuchungen und entsprechenden Leistungsmessungen wird in diesem Kapitel untersucht, inwieweit dadurch Verlusteinsparungen möglich sind.

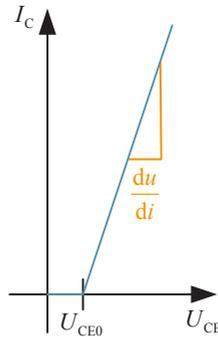


Abbildung 7.6: Angenäherte Vorwärtskennlinie eines Leistungshalbleiters

### 7.2.1 Verlustmechanismen im Stromrichter

Die im Stromrichter auftretenden Verluste teilen sich auf in Durchlassverluste und Schaltverluste, die sich jeweils anhand der Angaben in den Datenblättern der Leistungshalbleiter abschätzen lassen.

#### Durchlassverluste

Für die Berechnung der Durchlassverluste eines Halbleiters wird dessen Durchlasskennlinie entsprechend Abb. 7.6 durch eine Schwellenspannung  $U_{CE0}$  und einen differentiellen Widerstand  $r_{CE} = du_{CE}/di_C$  dargestellt. Die Werte für  $U_{CE0}$  und  $r_{CE}$  sind gewöhnlich im Datenblatt des Leistungshalbleiters angegeben.

Damit lässt sich die Durchlassverlustleistung eines Halbleiters zum Zeitpunkt  $\omega\tau$  unter Verwendung des Strommittelwerts innerhalb des zugehörigen Taktintervalls bestimmen zu

$$P_F(\omega\tau) = U_{CE0} \cdot i_L(\omega\tau) + r_{CE} \cdot (i_L(\omega\tau))^2. \quad (7.2)$$

Die Durchlassverluste eines Halbleiters innerhalb einer Grundschwingungsperiode werden anschließend durch Mittelwertbildung berechnet:

$$\begin{aligned} \bar{P}_F &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{CE0} \cdot i_L(\omega\tau) \, d\omega\tau + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} r_{CE} \cdot [i_L(\omega\tau)]^2 \, d\omega\tau \\ &= U_{CE0} \cdot \bar{i}_L + r_{CE} \cdot \bar{i}_{L,\text{eff}}^2 \end{aligned} \quad (7.3)$$

Entsprechend Gl. (7.3) müssen zur Ermittlung der Durchlassverluste Mittel- und Effektivwert des Stroms eines Halbleiters über eine Grundswingungsperiode bekannt sein. Unter der Annahme eines sinusförmigen Ausgangsstroms, wie es auf die Grundswingung bei stationärem Betrieb einer Maschine zutrifft, gilt für den Momentanwert des Strangausgangsstroms

$$i_L(\omega\tau) = \hat{I}_L \cos(\omega\tau + \varphi). \quad (7.4)$$

Entscheidend für die Aufteilung des Stroms auf Transistor und Diode eines halben Brückenzeigs sind deren relative Leitauern  $\delta_T$  und  $\delta_D$  innerhalb der Taktperiode. Bei positivem Ausgangsstrom entsprechen diese dem Aussteuergrad und ergeben sich zu

$$\delta_T(\omega\tau) = \frac{1}{2} \cdot \left[ 1 + \frac{2 \cdot u_{\text{ref}}(\omega\tau)}{U_{\text{ZK}}} \right], \quad (7.5)$$

$$\delta_D(\omega\tau) = \frac{1}{2} \cdot \left[ 1 - \frac{2 \cdot u_{\text{ref}}(\omega\tau)}{U_{\text{ZK}}} \right]. \quad (7.6)$$

Mittel- und Effektivwert der Halbleiterströme im Pulsintervall zum Zeitpunkt  $\omega\tau$  berechnen sich damit zu

$$\bar{i}_T(\omega\tau) = i_L(\omega\tau) \cdot \delta_T, \quad \bar{i}_D(\omega\tau) = i_L(\omega\tau) \cdot \delta_D, \quad (7.7)$$

$$i_{T,\text{eff}}(\omega\tau) = i_L(\omega\tau) \cdot \sqrt{\delta_T}, \quad i_{D,\text{eff}}(\omega\tau) = i_L(\omega\tau) \cdot \sqrt{\delta_D}. \quad (7.8)$$

Durch Integration über die positive Halbwelle des Stroms lassen sich daraus Mittel- und Effektivwert über eine Grundswingungsperiode bestimmen zu

$$\bar{i}_T = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}-\varphi}^{\frac{\pi}{2}-\varphi} i_L(\omega\tau) \delta_T d\omega\tau, \quad (7.9)$$

$$i_{T,\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}-\varphi}^{\frac{\pi}{2}-\varphi} [i_L(\omega\tau)]^2 \delta_T d\omega\tau} \quad (7.10)$$

$$\bar{i}_D = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}-\varphi}^{\frac{\pi}{2}-\varphi} i_L(\omega\tau) \delta_D d\omega\tau, \quad (7.11)$$

$$i_{D,\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}-\varphi}^{\frac{\pi}{2}-\varphi} [i_L(\omega\tau)]^2 \delta_D d\omega\tau}. \quad (7.12)$$

Die Durchlassverluste des gesamten Pulswechselrichters ergeben sich aus der Summe der Durchlassverluste der sechs Transistoren und sechs Dioden zu

$$P_{F,ges} = 6 \cdot (\bar{P}_{F,T} + \bar{P}_{F,D}) . \quad (7.13)$$

### Durchlassverluste beim Unterschwingungsverfahren

Ohne zusätzliche Nullkomponenten in den Aussteuergraden entsprechen die Referenzwerte  $u_{ref}$  in Gl. (7.5) und (7.6) den Strangspannungen. Ausgedrückt durch den Modulationsgrad  $M = 2\hat{U}/U_{ZK}$  ergeben sich die relativen Leitauern von Transistor und Diode zu

$$\delta_{T,SinusDreieck}(\omega\tau) = \frac{1}{2} \cdot [1 + M \cos(\omega\tau)] , \quad (7.14)$$

$$\delta_{D,SinusDreieck}(\omega\tau) = \frac{1}{2} \cdot [1 - M \cos(\omega\tau)] . \quad (7.15)$$

Einsetzen in Gl. (7.9) - (7.12) liefert Mittel- und Effektivwert des Transistorstroms

$$\bar{i}_{T,SinusDreieck} = \frac{\hat{I}_L}{2} \left( \frac{1}{\pi} + \frac{M}{4} \cos\varphi \right) , \quad (7.16)$$

$$i_{eff,T,SinusDreieck} = \hat{I}_L \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi} \cos\varphi} \quad (7.17)$$

und des Diodenstroms

$$\bar{i}_{D,SinusDreieck} = \frac{\hat{I}_L}{2} \left( \frac{1}{\pi} - \frac{M}{4} \cos\varphi \right) , \quad (7.18)$$

$$i_{eff,D,SinusDreieck} = \hat{I}_L \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi} \cos\varphi} . \quad (7.19)$$

Die gesamten Durchlassverluste des Stromrichters beim Unterschwingungsverfahren lassen sich anschließend mit Gl. (7.3) und (7.13) abschätzen. Sie sind abhängig von der Amplitude des Ausgangsstroms, dem Modulationsgrad sowie dem Lastphasenwinkel  $\varphi$ .

### Durchlassverluste bei Injektion einer dritten Harmonischen

Mit einer Nullkomponente in Form der dritten Harmonischen ergibt sich für die Leitauern von Transistor und Diode unter Beachtung von Gl. (3.10)

$$\delta_{T,3\text{Harm}}(\omega\tau) = \frac{1}{2} \cdot [1 + M \cos(\omega\tau) - M_3 \cos(3\omega\tau)], \quad (7.20)$$

$$\delta_{D,3\text{Harm}}(\omega\tau) = \frac{1}{2} \cdot [1 - M \cos(\omega\tau) + M_3 \cos(3\omega\tau)]. \quad (7.21)$$

Auf die Mittelwerte der Halbleiterströme hat dies keinen Einfluss, so dass diese den Werten bei Modulation ohne Nullkomponente entsprechen.

Die Effektivwerte der Ströme in den Halbleitern hingegen verändern sich durch die Nullkomponente in den Spannungen. Sie berechnen sich zu

$$i_{T,\text{eff},3\text{Harm}} = \hat{I}_L \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi} \cos \varphi - \frac{M_3}{15\pi} \cos(3\varphi)}, \quad (7.22)$$

$$i_{D,\text{eff},3\text{Harm}} = \hat{I}_L \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi} \cos \varphi + \frac{M_3}{15\pi} \cos(3\varphi)}. \quad (7.23)$$

Der zusätzliche Term unter den Wurzeln von Gl. (7.22) und (7.23) ist jedoch sehr klein gegenüber den restlichen Werten und kann somit vernachlässigt werden. Damit entsprechen die Durchlassverluste des Pulswechselrichters bei Injektion der dritten Harmonischen in guter Näherung denen bei Modulation ohne Nullkomponente. Für die übrigen Modulationsverfahren aus Kapitel 3.5.1 gilt dies gleichermaßen [51].

### Schaltverluste

In Datenblättern von Leistungshalbleitern sind üblicherweise die Schaltverlustenergien in charakteristischen Arbeitspunkten angegeben (vgl. [D2]). Durch Multiplikation mit der Schaltfrequenz kann daraus unter der Annahme einer proportionalen Abhängigkeit  $k_{AP}$  von Strom und Zwischenkreisspannung die Schaltverlustleistung innerhalb einer Taktperiode abgeschätzt werden zu [68]

$$P_P(\omega\tau) = f_A \cdot k_{AP} \cdot E_{\text{Schalt}} \cdot U_{ZK} \cdot i_L(\omega\tau). \quad (7.24)$$

Der für den Schaltvorgang maßgebliche Strom ist auch hier wieder der sinusförmige Ausgangsstrom

$$i_L(\omega\tau) = \hat{I}_L \cdot \cos(\omega\tau + \varphi) \quad (7.25)$$

des Brückenzeigs. Der Mittelwert der Schaltverlustleistung über eine Grundschwingungsperiode ergibt sich durch Integration über die positive Halbwelle des Stroms:

$$\bar{P}_P = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}-\varphi}^{\frac{\pi}{2}-\varphi} P_P(\omega\tau) d\omega\tau \quad (7.26)$$

Die gesamten Schaltverluste der Drehstrombrücke sind die Summe der Verlustleistungen aller sechs Halbzeige.

### Schaltverluste bei kontinuierlichen Modulationsverfahren

Die Schaltverluste werden im Wesentlichen nur dann von der Modulation beeinflusst, wenn aufgrund der Nullkomponente einzelne Brückenzeige während bestimmter Abschnitte der Grundschwingungsperiode nicht geschaltet werden [51]. Da dies nur bei den diskontinuierlichen Modulationsverfahren zutrifft, ist die Abschätzung der Schaltverluste für sämtliche kontinuierlichen Verfahren identisch und ergibt sich direkt aus Gl. (7.26) zu

$$P_{P,\text{ges,kont}} = 6 \cdot \frac{f_A \cdot k_{AP} \cdot E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L. \quad (7.27)$$

Die Schaltverluste hängen demnach bei konstanter Taktfrequenz und Zwischenkreisspannung lediglich von der Amplitude des Ausgangsstroms ab.

### Schaltverluste bei diskontinuierlichen Modulationsverfahren

Im Gegensatz zu den Durchlassverlusten unterscheiden sich die Schaltverluste bei diskontinuierlichen Modulationsverfahren durch die geringere Anzahl an Schalthandlungen pro Grundschwingungsperiode deutlich von denen bei kontinuierlichen Modulationsverfahren.

Für die Berechnung der zu erwartenden Schaltverluste für einen halben Brückenzeig werden aufgrund der Umschaltpausen nur die Abschnitte des Integrals aus Gl. (7.26) betrachtet, in denen der jeweilige Brückenzeig bei positivem Strom getaktet wird. Entsprechend muss der Lastphasenwinkel  $\varphi$  betrachtet werden. Die Ergebnisse für die verschiedenen diskontinuierlichen Verfahren unterscheiden sich zudem aufgrund der unterschiedlichen Lage der Umschaltpause.

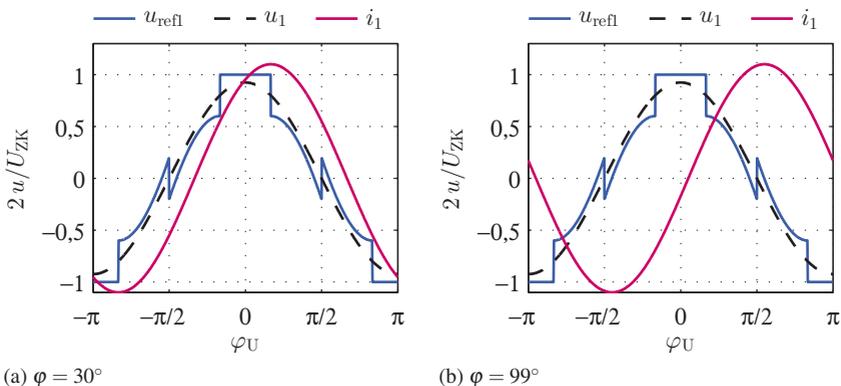


Abbildung 7.7: Verschiedene Lastphasenwinkel bei der Abschätzung der Schaltverluste

Liegt  $\varphi$  beispielsweise im Bereich  $[-\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{3}]$  (Abb. 7.7a), so wird das Integral aus Gl. (7.26) bei der **symmetrischen Flattop Modulation** in zwei Abschnitte unterteilt:

$$\begin{aligned} \bar{P}_P &= \frac{1}{2\pi} f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}} \left[ \int_{-\frac{\pi}{2}-\varphi}^{-\frac{\pi}{6}} i_L(\omega\tau) d\omega\tau + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}-\varphi} i_L(\omega\tau) d\omega\tau \right] \\ &= \frac{f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{2 - \cos \varphi}{2} \end{aligned} \quad (7.28)$$

Wird  $\frac{\pi}{3} < |\varphi| < \frac{2\pi}{3}$  (Abb. 7.7b), so liegt der Nulldurchgang des Phasenstroms bei symmetrischer Flattop Modulation innerhalb der Umschaltpause des jeweiligen Brückenzeigs. In diesem Fall verändern sich die Schaltverluste zu

$$\begin{aligned} \bar{P}_P &= \frac{1}{2\pi} f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}} U_{ZK} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\pi-\frac{\pi}{6}} i_L(\omega\tau) d\omega\tau \\ &= \frac{f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{\sqrt{3} \sin \varphi}{2}. \end{aligned} \quad (7.29)$$

Ein dritter Fall ergibt sich bei  $\frac{2\pi}{3} < |\varphi| < \pi$ . Hier werden die Schaltverluste bestimmt zu

$$\begin{aligned} \bar{P}_P &= \frac{1}{2\pi} f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}} U_{ZK} \left[ \int_{-\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2} - \varphi} i_L(\omega\tau) d\omega\tau + \int_{\frac{3\pi}{2} - \varphi}^{\frac{5\pi}{2}} i_L(\omega\tau) d\omega\tau \right] \\ &= \frac{f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{2 + \cos \varphi}{2}. \end{aligned} \quad (7.30)$$

Wird die **nacheilende Flattop Modulation** angewandt, so verschieben sich die einzelnen Integralabschnitte entsprechend. Die Auswertung von Gl. (7.26) für die verschiedenen Bereiche von  $\varphi$  ergibt [E8]:

$$\bar{P}_P = \begin{cases} \frac{f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{\sin \varphi - \sqrt{3} \cos \varphi + 4}{4} & \text{für } \varphi \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{6}\right] \\ \frac{f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{|3 \sin \varphi + \sqrt{3} \cos \varphi|}{4} & \text{für } \varphi \in \left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}\right] \vee \left[-\frac{5\pi}{6}, -\frac{\pi}{2}\right] \\ \frac{f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{\sqrt{3} \cos \varphi - \sin \varphi + 4}{4} & \text{für } \varphi \in \left[\frac{\pi}{2}, \pi\right] \vee \left[-\pi, -\frac{5\pi}{6}\right] \end{cases} \quad (7.31)$$

Für die **aufgeteilte Flattop Modulation** ergibt sich:

$$\bar{P}_P = \begin{cases} \frac{f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{(1 - \sqrt{3}) \cos \varphi + 2}{2} & \text{für } \varphi \in \left[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}\right] \\ \frac{f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{|\cos \varphi + \sin \varphi|}{2} & \text{für } \varphi \in \left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}\right] \vee \left[-\frac{5\pi}{6}, -\frac{2\pi}{3}\right] \\ \frac{f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{(1 - \sqrt{3}) \sin \varphi + 2}{2} & \text{für } \varphi \in \left[\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}\right] \vee \left[-\frac{2\pi}{3}, -\frac{\pi}{3}\right] \\ \frac{f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{\sin \varphi - \cos \varphi}{2} & \text{für } \varphi \in \left[-\frac{\pi}{3}, -\frac{\pi}{6}\right] \vee \left[\frac{2\pi}{3}, \frac{5\pi}{6}\right] \\ \frac{f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{(\sqrt{3} - 1) \cos \varphi + 2}{2} & \text{für } \varphi \in \left[\frac{5\pi}{6}, \pi\right] \end{cases} \quad (7.32)$$

Unter Verwendung der **nachgeführten Flattop Modulation** ergeben sich je nach Lastphasenwinkel die Schaltverluste entsprechend der Berechnung bei den übrigen diskontinuierlichen Modulationsverfahren.

Solange der Lastphasenwinkel im Bereich  $\varphi \in [-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}]$  bleibt, kann die umschaltfreie Pause des betreffenden Brückenzeigs exakt in die Mitte des Strommaximums gelegt werden. Innerhalb dieses Bereichs berechnen sich die Schaltverluste zu

$$\begin{aligned} \bar{P}_P &= \frac{1}{2\pi} f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}} U_{ZK} \left[ \int_{-\frac{\pi}{2}-\varphi}^{-\frac{\pi}{6}-\varphi} i_L(\omega\tau) d\omega\tau + \int_{\frac{\pi}{6}-\varphi}^{\frac{\pi}{2}-\varphi} i_L(\omega\tau) d\omega\tau \right] \\ &= \frac{f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{1}{2}. \end{aligned} \quad (7.33)$$

Wird  $|\varphi| > \frac{\pi}{6}$ , so kann der Abschnitt ohne Schalthandlungen in einer Phase nicht mehr symmetrisch um das Strommaximum gelegt werden. Entsprechend Kapitel 3.5.1 wird in diesen Fällen diejenige der übrigen Flattop Verfahren gewählt, bei denen die Umschaltpause dem Strommaximum am nächsten liegt. Im Folgenden werden diese Bereiche für den motorischen Betrieb, also  $|\varphi| < \frac{\pi}{2}$  angegeben. Für den generatorischen Bereich gelten die gleichen Überlegungen. Bewegt sich  $\varphi$  im Bereich  $[-\frac{\pi}{2}, -\frac{5\pi}{12}]$ , so wird die nacheilende Flattop Modulation verwendet. Die Schaltverluste eines halben Brückenzeigs für diesen Bereich lassen sich aus Gl. (7.31) ablesen zu

$$\bar{P}_P = \frac{f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{\sin \varphi - \sqrt{3} \cos \varphi + 4}{4}. \quad (7.34)$$

Für das Intervall  $\varphi \in [\frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{12}]$  entspricht das Pulsmuster einer voreilenden Flattop Modulation mit den Schaltverlusten

$$\bar{P}_P = \frac{f_A k_{AP} E_{\text{Schalt}}}{\pi} \cdot U_{ZK} \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{-\sin \varphi - \sqrt{3} \cos \varphi + 4}{4}. \quad (7.35)$$

Im Fall von  $|\varphi| \in [\frac{5\pi}{12}, \frac{\pi}{2}]$  wird für die Schaltverlustminimierung die aufgeteilte Flattop Modulation gewählt. Die Berechnung der Schaltverluste in diesem Bereich erfolgt entsprechend Gl. (7.32).

Der Verlauf der berechneten Schaltverluste für die verschiedenen Modulationsverfahren abhängig vom Lastphasenwinkel  $\varphi$  ist in Abb. 7.8 dargestellt. Aufgrund der geringeren Anzahl von Schalthandlungen pro Grundschwingungsperiode verursachen die diskontinuierlichen Verfahren deutlich geringere Schaltverluste als die kontinuierlichen Verfahren. Der Mittelwert in der Schaltreduktion beträgt bei den klassischen Flattop-Varianten jeweils  $2/3$ . Die entsprechend Kapitel 3.5.1 dem Strommaximum nachgeführte Flattop Modulation verursacht für jeden Winkel  $\varphi$  die geringsten Schaltverluste.

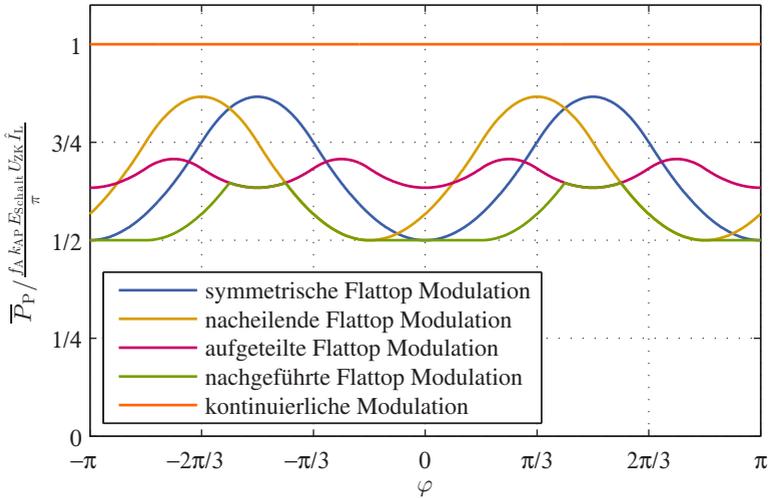


Abbildung 7.8: Abhängigkeit der Schaltverlustleistung eines halben Brückenzeigs vom Lastphasenwinkel  $\varphi$  bei verschiedenen Modulationsverfahren

Für die verwendeten *SKiiP*-Module wird die Schaltverlustenergie eines Schaltspiels in einem halben Brückenzeig im Datenblatt angegeben mit [D2]

$$E_{\text{Schalt}} = E_{\text{on}} + E_{\text{off}} + E_{\text{tr}} = 114 \text{ mWs}, \quad (7.36)$$

im Arbeitspunkt mit  $I_C = 300 \text{ A}$  und  $U_{\text{ZK}} = 600 \text{ V}$ . Der Proportionalitätsfaktor  $k_{\text{AP}}$  ergibt sich entsprechend zu

$$k_{\text{AP}} = \frac{1}{300 \text{ A} \cdot 600 \text{ V}}. \quad (7.37)$$

Für den Betrieb mit Maximalstrom  $\hat{I}_{\text{max}} = \sqrt{2} \cdot 250 \text{ A}$  ergibt sich bei einer Zwischenkreisspannung von  $U_{\text{ZK}} = 300 \text{ V}$  und einer Taktfrequenz von  $f_A = 8 \text{ kHz}$  für die kontinuierlichen Modulationsverfahren damit eine Schaltverlustleistung von

$$P_{\text{P,ges,kont}} \Big|_{I_{\text{max}}} = 6 \cdot \frac{8 \text{ kHz} \cdot 114 \text{ mWs}}{180000 \text{ VA} \cdot \pi} \cdot 300 \text{ V} \cdot 353,6 \text{ A} \approx 1 \text{ kW}. \quad (7.38)$$

Entsprechend Abb. 7.8 betragen die zu erwartenden Einsparungen in der Schaltverlustleistung bei Verwendung der aufgeteilten Flattop Modulation bei gleicher Modulationsperiode etwa 333 W. Mit den übrigen Flattop Verfahren können je nach Phasenwinkel bis zu 500 W eingespart werden.

Bei einem mittleren Drehmoment von 60 Nm, das im Grunddrehzahlbereich eine Stromamplitude von 169,7 A und einen Phasenwinkel  $\varphi \approx 35^\circ$  zur Folge hat, ergeben sich die theoretischen Schaltverlustleistungen zu

$$P_{P,ges,kont} \Big|_{60 \text{ Nm}} = 6 \cdot \frac{8 \text{ kHz} \cdot 114 \text{ mWs}}{180000 \text{ VA} \cdot \pi} \cdot 300 \text{ V} \cdot 169,7 \text{ A} = 493 \text{ W}, \quad (7.39)$$

$$P_{P,ges,FTsym} \Big|_{60 \text{ Nm}} = P_{P,ges,kont} \cdot \frac{2 - \cos 35^\circ}{2} = 291 \text{ W}, \quad (7.40)$$

$$P_{P,ges,FTnachf} \Big|_{60 \text{ Nm}} = P_{P,ges,kont} \cdot \frac{1}{2} = 246,5 \text{ W}. \quad (7.41)$$

## 7.2.2 Verluste in der Synchronmaschine

Die Verluste in der Maschine setzen sich im Wesentlichen zusammen aus Kupferverlusten und Eisenverlusten. Erstere lassen sich unter Kenntnis des Statorwiderstands vergleichsweise einfach berechnen mit [53, 83]

$$P_{V,\Omega} = 3 \cdot R_s \cdot I_s^2. \quad (7.42)$$

Für die Abschätzung der Eisenverluste von umrichter gespeisten Synchronmaschinen hingegen hat sich trotz intensiver Forschungsbemühungen bisher kein allgemeingültiges analytisches Modell durchgesetzt [69].

Die entsprechenden Beiträge basieren meist auf den sogenannten *Steinmetz-Gleichungen*, nach denen Eisenverluste in Maschinen mit sinusförmiger Speisung wie folgt berechnet werden [55, 84]:

$$P_{V,Fe} = C_m f^\alpha \hat{B}^\beta + C_2 f^2 \hat{B}^2. \quad (7.43)$$

Die benötigten Parameter werden für gewöhnlich vom Hersteller angegeben. Um die Eisenverlustleistung auch für den Betrieb mit getakteten Spannungen abschätzen zu können, kann eine Fourier-Analyse durchgeführt werden, um Gl. (7.43) für jede Harmonische einzeln auszuwerten und die Ergebnisse anschließend zu den Gesamtverlusten zusammenzufassen [54, 56]. Dies ist jedoch

nur bei linearen Materialeigenschaften zulässig [54, 84], was insbesondere bei hoch ausgenutzten Maschinen nicht der Fall ist.

Verschiedene Modifikationen von Gl. (7.43) werden deswegen vorgeschlagen, um diese für den getakteten Betrieb anwenden zu können [84–86]. Der einfache Charakter der *Steinmetz-Gleichungen* mit wenigen materialabhängigen Parametern bleibt dabei jeweils erhalten.

Die Modellierung der Eisenverluste wird häufig mit Hilfe eines betriebspunkt-abhängigen Ersatzwiderstands parallel zum Hauptfluss vorgenommen [10, 15, 69, 87]. Dabei stellt sich die Frage nach der Parametrisierung des Widerstands, die beispielsweise durch die Annahme identischer Eisen- und Kupferverluste in einem bestimmten Betriebspunkt [10] oder durch Berechnung [88] bzw. direktes Ausmessen der Verluste erfolgt [87].

Im Rahmen dieser Arbeit wird auf eine analytische Abschätzung der Eisenverluste verzichtet, nicht zuletzt aufgrund fehlender Informationen hinsichtlich Geometrie und Materialeigenschaften der untersuchten Synchronmaschine. Zur Beurteilung der gemessenen Maschinenverluste wurden jedoch analytische Zusammenhänge für die Stromverzerrungen bei verschiedenen Modulationsverfahren entwickelt [E4]. Der Oberschwingungsgehalt stellt während des Betriebs im linearen Aussteuerbereich den einzigen Unterschied zwischen den Verfahren dar und ist folglich die Ursache für unterschiedliche Maschinenverluste [53].

### **Modulationsbedingte Stromverzerrungen**

Der Einfluss des Modulationsverfahrens auf die Stromverzerrungen ist mehrfach rechnerisch untersucht und beschrieben, z.B. in [51] und [66]. Dabei wird jeweils von einer symmetrischen Last am Ausgang des Pulswechselrichters ausgegangen, welche durch drei identische Induktivitäten dargestellt wird (vgl. Abb. 3.5). Bei einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit  $L_d \neq L_q$  ist diese Annahme jedoch nicht zulässig. Die für den Pulswechselrichter wirksamen Stranginduktivitäten unterscheiden sich voneinander und sind zudem abhängig sowohl von der Lage des Rotors, als auch von der Lage des Spannungsraumzeigers, welche wiederum betriebspunktabhängig ist [E4]. Im Gegensatz zu [51] und [66] hängt der Effektivwert der Strom Oberschwingungen somit nicht mehr nur vom Modulationsgrad  $M$  ab, sondern zusätzlich von der relativen Lage von Spannungsraumzeiger und Rotor.

Der Rechenweg für die Abschätzung der Stromverzerrungen wird im Folgenden zunächst für das Unterschwingungsverfahren beschrieben. Anschließend wird die Anwendung für weitere Modulationsverfahren erläutert.

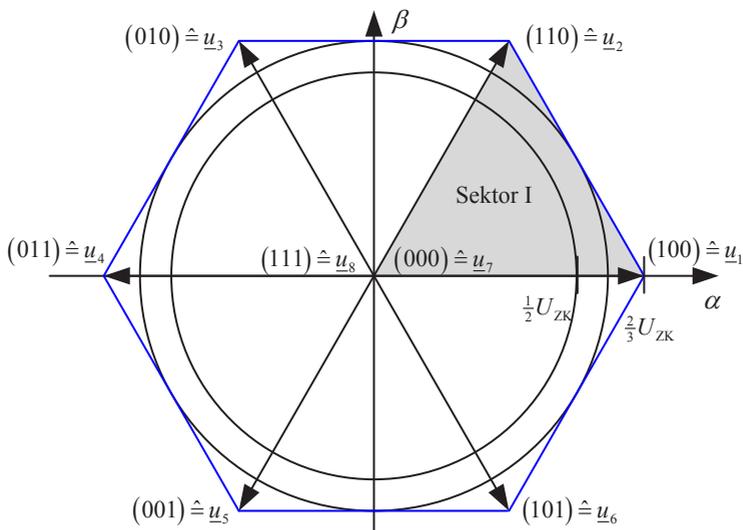


Abbildung 7.9: Sektor I des Aussteuerbereichs

Aufgrund konstanter Induktivitätswerte in  $d$ - und  $q$ -Richtung wird die Berechnung im rotierenden Koordinatensystem vorgenommen. Die diskreten Schaltzustände des Pulswechselrichters müssen dazu ebenfalls in das rotierende Bezugssystem transformiert werden. Befindet sich der Sollspannungsraumzeiger in Sektor I des Aussteuerbereichs (siehe Abb. 7.9), werden neben den Freilaufzuständen die Schaltzustände  $(100) = \underline{u}_1$  und  $(110) = \underline{u}_2$  verwendet. Die zugehörigen Ausgangsspannungen sind:

$$\underline{u}_1 = \frac{2}{3} \cdot U_{ZK} \tag{7.44}$$

$$\underline{u}_2 = \frac{2}{3} \cdot U_{ZK} \cdot \left( \frac{1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = \left( \frac{1}{3} + j \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \right) \cdot U_{ZK} \tag{7.45}$$

$$\underline{u}_7 = \underline{u}_8 = 0 \tag{7.46}$$

Nach der Transformation der diskreten Schaltzustände ergeben sich für die  $d$ - und  $q$ -Richtung die folgenden Spannungswerte:

$$u_{d,1} = \Re \{ \underline{u}_1 \cdot e^{-j \cdot \gamma} \} = \frac{2}{3} U_{ZK} \cos \gamma \quad (7.47)$$

$$u_{d,2} = \Re \{ \underline{u}_2 \cdot e^{-j \cdot \gamma} \} = \frac{1}{3} U_{ZK} \left( \cos \gamma + \sqrt{3} \sin \gamma \right) \quad (7.48)$$

$$u_{d,7} = u_{d,8} = 0 \quad (7.49)$$

$$u_{q,1} = \Im \{ \underline{u}_1 \cdot e^{-j \cdot \gamma} \} = -\frac{2}{3} U_{ZK} \sin \gamma \quad (7.50)$$

$$u_{q,2} = \Im \{ \underline{u}_2 \cdot e^{-j \cdot \gamma} \} = \frac{1}{3} U_{ZK} \left( \sqrt{3} \cos \gamma - \sin \gamma \right) \quad (7.51)$$

$$u_{q,7} = u_{q,8} = 0 \quad (7.52)$$

Für die weitere Berechnung wird von stationärem Betrieb ausgegangen, so dass die Mittelwerte der Ausgangsspannungen während einer halben Taktperiode jeweils den Gegenspannungen der Maschine entsprechen. Diese werden als konstant während der halben Taktperiode angenommen und lauten

$$u_{\text{geg},d} = -\omega \psi_q \quad \text{und} \quad u_{\text{geg},q} = \omega \psi_d \quad (7.53)$$

Betrag und Winkel des Statorspannungsraumzeigers lassen sich aus den Gegenspannungskomponenten bestimmen:

$$|\underline{u}_s| = \sqrt{u_{\text{geg},d}^2 + u_{\text{geg},q}^2} \quad (7.54)$$

$$\varphi_U = \arctan \frac{u_{\text{geg},q}}{u_{\text{geg},d}} \quad (7.55)$$

Um eine Vergleichbarkeit der Ergebnisse und eine Unabhängigkeit vom Verhältnis der Drehzahl zur Zwischenkreisspannung zu erreichen werden die Gegenspannungen durch den Modulationsgrad  $M = 2 |\underline{u}_s| / U_{ZK}$  ausgedrückt:

$$u_{\text{geg},d} = \frac{1}{2} M U_{ZK} \cos \varphi \quad u_{\text{geg},q} = \frac{1}{2} M U_{ZK} \sin \varphi \quad (7.56)$$

Damit lässt sich der Stromverlauf während der einzelnen diskreten Schaltzustände  $x \in \{1,2,7,8\}$  bestimmen zu

$$i_d(t) = \frac{u_{d,x} - \frac{1}{2} M U_{ZK} \cos \varphi_U}{L_{dd}} \cdot t + i_{d,k-1}, \quad (7.57)$$

$$i_q(t) = \frac{u_{q,x} - \frac{1}{2} M U_{ZK} \sin \varphi_U}{L_{qq}} \cdot t + i_{q,k-1}. \quad (7.58)$$

$i_{d,k-1}$  und  $i_{q,k-1}$  sind dabei die Werte der Stromkomponenten genau im Augenblick des Umschaltens auf den nächsten diskreten Schaltzustand.

Da in dieser Berechnung lediglich die Effektivwerte der Stromoberschwingungen bestimmt werden sollen, wird der Grundschwingungsstrom nicht betrachtet, welcher in dieser Darstellungsform dem Mittelwert der Stromkomponenten über eine halbe Taktperiode entspricht. Somit werden die Startwerte  $i_{d,0}$  und  $i_{q,0}$  zum Zeitpunkt  $t = 0$  zu Null gesetzt.

In einem ersten Schritt werden die Effektivwerte der Stromoberschwingungen einer halben Taktperiode aus den Zeitverläufen berechnet:

$$\Delta i_s^2 = \frac{2}{T_A} \cdot \int_0^{\frac{T_A}{2}} \frac{i_d(t)^2 + i_q(t)^2}{2} dt \quad (7.59)$$

Um Gl. (7.59) auswerten zu können, müssen die Schaltzeitpunkte innerhalb des halben Taktintervalls bekannt sein. Im Fall der Sinusmodulation ohne Nullkomponente werden dazu die Zeitverläufe der Strangspannungen verwendet. Die Dauer der einzelnen diskreten Schaltzustände entspricht jeweils der Dauer zwischen zwei Schnittpunkten der Referenzsignale mit dem Dreiecksignal. Befindet sich der Statorspannungsraumzeiger in Sektor I des Aussteuerbereichs, entsprechen die Schaltdauern (vgl. [51])

$$t_7 = \frac{T_A}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot [1 - M \cos(\varphi_U + \gamma)], \quad (7.60)$$

$$t_1 = \frac{T_A}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left[ 1 - M \cos\left(\varphi_U + \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \right] - t_7, \quad (7.61)$$

$$t_2 = \frac{T_A}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left[ 1 - M \cos\left(\varphi_U + \gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \right] - t_7 - t_1, \quad (7.62)$$

$$t_8 = \frac{T_A}{2} - t_7 - t_1 - t_2. \quad (7.63)$$

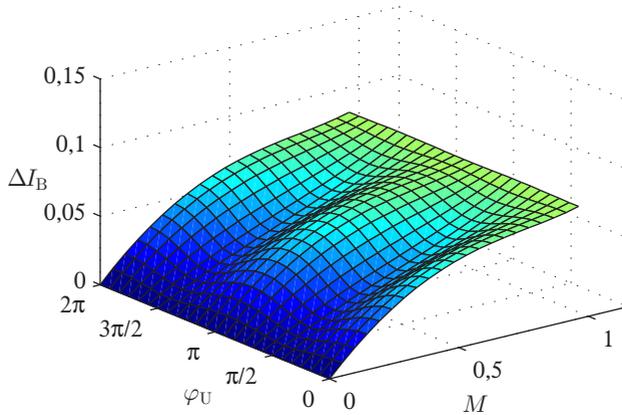


Abbildung 7.10: Stromverzerrungen beim Unterschwingungsverfahren  
 mit  $\Delta I_B = \Delta I_{SPWM} / \left( \frac{I_\Delta}{2} \frac{U_{ZK}}{I_{L_{dd}}} \right)$

Da sich der Spannungsraumzeiger in Sektor I bewegen soll, muss sich der Rotorpositionswinkel im Bereich

$$\gamma \in \left\{ -\varphi_U \dots \varphi_U + \frac{\pi}{3} \right\} \quad (7.64)$$

befinden.

Der Effektivwert der Stromoberschwingungen  $\Delta I$  über eine gesamte Grundschwingungsperiode entspricht dem Mittelwert der Kurzeffektivwerte  $\Delta i_s$ :

$$\Delta I^2 = \frac{1}{m} \cdot \sum_m \Delta i_s^2 \quad (7.65)$$

Aufgrund der Symmetrieeigenschaften reicht es dabei aus, die Kurzeffektivwerte innerhalb des ersten Sektors heranzuziehen [51]. Unter Annahme einer hohen Abtastperiode gegenüber der Grundschwingungsperiode kann die Mittelwertbildung durch Integration approximiert werden:

$$\Delta I^2 \approx \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\varphi_U}^{-\varphi_U + \pi/3} \Delta i_s^2 \, d\gamma \quad (7.66)$$

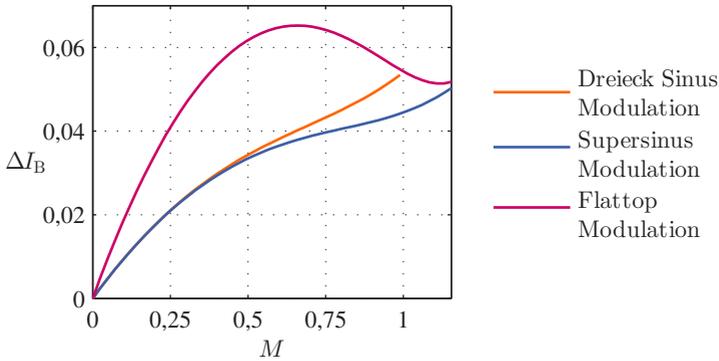


Abbildung 7.11: Stromverzerrungen in einer Maschine mit  $L_d = L_q$  für verschiedene Modulationsverfahren  $\left(\Delta I_B = \Delta I / \left(\frac{T_A}{2} \frac{U_{ZK}}{L_q}\right)\right)$

Die Auswertung von Gl. (7.66) unter Einbeziehung der Schaltzeiten aus Gl. (7.60) bis (7.63) wurde aufgrund der länglichen Rechnungen mit dem Computeralgebrasystem *Maple* vorgenommen. Als Resultat ergibt sich für den Stromoberschwingungseffektivwert beim Unterschwingungsverfahren

$$\Delta I_{\text{SPWM}}^2 = \left(\frac{T_A}{2} \frac{U_{ZK}}{l L_{\text{dd}}} M\right)^2 \cdot \left[ \frac{1}{128} (1 + (l^2 - 1) \cos^2 \varphi_U) M^2 - \frac{\sqrt{3}}{360 \pi} (12 \cos^2 \varphi_U \cdot (l^2 - 1) + 11 - l^2) M + \frac{1}{96} (1 + (l^2 - 1) \cos^2 \varphi_U) \right], \quad (7.67)$$

mit dem Reluktanzfaktor

$$l = \frac{L_{\text{qq}}}{L_{\text{dd}}}. \quad (7.68)$$

Das Ergebnis ist in Abb. 7.10 in bezogener Form mit  $\Delta I_B = \Delta I_{\text{SPWM}} / \left(\frac{T_A}{2} \frac{U_{ZK}}{l L_{\text{dd}}}\right)$  für eine Maschine mit  $L_{\text{dd}} = 0,5$  mH und  $L_{\text{qq}} = 0,25$  mH dargestellt. Die Abhängigkeiten für  $\Delta I$  vom Spannungsraumzeigerwinkel  $\varphi_U$  sind deutlich erkennbar. Entsprechend der Geometrie der Maschine ergibt sich eine Periodizität mit  $\pi$ .

Sind die Induktivitäten in  $d$ - und  $q$ -Richtung identisch, so wird  $L_{dd} = L_{qq}$  und damit  $l = 1$ . Für die Stromverzerrungseffektivwerte ergibt sich dann

$$\Delta I_{\text{SPWM}}^2 = \left( \frac{T_A}{2} \frac{U_{\text{ZK}}}{l L_d} M \right)^2 \cdot \left( \frac{1}{128} M^2 - \frac{\sqrt{3}}{36\pi} M + \frac{1}{96} \right), \quad (7.69)$$

was den Ergebnissen aus [51] und [89] entspricht. Wie erwartet existiert in diesem Fall keine Abhängigkeit der Stromüberschwingungen von  $\varphi_U$ . Das Ergebnis ist in normierter Form in Abb. 7.11 dargestellt.

### Stromverzerrungen bei kontinuierlichen Modulationsverfahren mit Nullkomponente

Für die Abschätzung des Stromüberschwingungseffektivwerts bei Modulationsverfahren mit additiven Nullkomponenten müssen die Schaltdauern der diskreten Schaltzustände angepasst werden. Die Länge der aktiven Schaltzustände bleibt unabhängig vom Modulationsverfahren gleich, so dass sich lediglich die Aufteilung des Freilaufs auf die beiden Schaltzustände  $\underline{u}_7$  und  $\underline{u}_8$  ändert.

Bei der Supersinus Modulation ist dieser entsprechend Kap. 3.5.1 symmetrisch auf  $\underline{u}_7$  und  $\underline{u}_8$  zu Beginn und Ende des Taktintervalls aufgeteilt:

$$t_{7,\text{SupSin}} = t_{8,\text{SupSin}} = \frac{T_A}{2} - t_1 - t_2 \quad (7.70)$$

Der Effektivwert der Stromüberschwingungen ergibt sich durch Auswertung von Gl. (7.66) unter Verwendung der veränderten Schaltzeitpunkte zu

$$\begin{aligned} \Delta I_{\text{SupSin}}^2 = & \left( \frac{T_A}{2} \frac{U_{\text{ZK}}}{l L_d} M \right)^2 \cdot \\ & \left[ \frac{3}{256\pi} \left( -\frac{3\sqrt{3}}{4} + \pi \right) (1 + (l^2 - 1) \cos^2 \varphi_U) M^2 - \right. \\ & \frac{\sqrt{3}}{360\pi} (12 \cos^2 \varphi_U (l^2 - 1) + 11 - l^2) M + \\ & \left. \frac{1}{96} (1 + (l^2 - 1) \cos^2 \varphi_U) \right]. \quad (7.71) \end{aligned}$$

Der Verlauf der Verzerrungen in bezogenen Größen ist in Abb. 7.12 dargestellt.

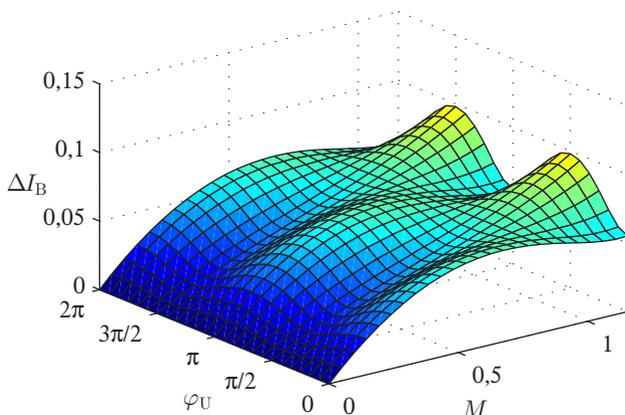


Abbildung 7.12: Stromverzerrungen bei Supersinus Modulation  
 mit  $\Delta I_B = \Delta I_{\text{SupSin}} / \left( \frac{T_A}{2} \frac{U_{ZK}}{I_{Ld}} \right)$

Das Ergebnis für die Modulation mit Injektion einer dritten Harmonischen weist nur geringfügige Unterschiede auf [E4] und wird deswegen hier nicht angeführt, ist aber der Vollständigkeit halber im Anhang zu finden.

### Stromverzerrungen bei diskontinuierlichen Modulationsverfahren

Zwischen den in Kapitel 3.5.1 beschriebenen diskontinuierlichen Modulationsverfahren ergeben sich ebenfalls nur geringfügige Unterschiede in den Stromverzerrungen, so dass hier lediglich das Ergebnis für die symmetrische Flattop Modulation angegeben wird. Bei dieser wird entsprechend Abb. 3.10 innerhalb der ersten Hälfte von Sektor I zunächst die Ausgangsphase 1 auf  $+U_{ZK}$  geklemmt, anschließend wird Strang 3 fest auf  $-U_{ZK}$  gelegt. Die Schaltdauern der Freilaufzustände lauten demnach

$$t_{7,FT} = \begin{cases} \frac{T_A}{2} - t_1 - t_2 & \text{für } \gamma + \varphi_U \leq \frac{\pi}{6} \\ 0 & \text{für } \gamma + \varphi_U > \frac{\pi}{6} \end{cases}, \quad (7.72)$$

$$t_{8,FT} = \begin{cases} 0 & \text{für } \gamma + \varphi_U \leq \frac{\pi}{6} \\ \frac{T_A}{2} - t_1 - t_2 & \text{für } \gamma + \varphi_U > \frac{\pi}{6} \end{cases}. \quad (7.73)$$

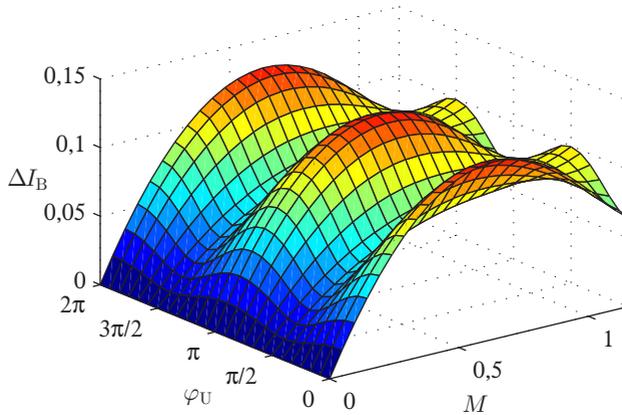


Abbildung 7.13: Stromverzerrungen bei symmetrischer Flattop Modulation  
mit  $\Delta I_B = \Delta I_{FT} / \left( \frac{T_A}{2} \frac{U_{ZK}}{lL_{d1}} \right)$

Das Integral aus Gl. (7.66) lässt sich zur Berechnung in die entsprechenden Abschnitte aufteilen zu

$$\Delta I^2 \approx \frac{3}{\pi} \cdot \left( \int_{-\varphi_U}^{-\varphi_U + \pi/6} \Delta i_s^2 \Big|_{t_8=0} d\gamma + \int_{-\varphi_U + \pi/6}^{-\varphi_U + \pi/3} \Delta i_s^2 \Big|_{t_7=0} d\gamma \right) \quad (7.74)$$

und liefert den Stromoberschwingungseffektivwert für die symmetrische Flattop Modulation zu

$$\begin{aligned} \Delta I_{FT, \text{Sym}}^2 = & \left( \frac{T_A}{2} \frac{U_{ZK}}{lL_d} M \right)^2 \cdot \\ & \left[ \frac{(3\sqrt{3} + 12\pi) (1 + (l^2 - 1) \cos^2 \varphi_U)}{512\pi} M^2 - \right. \\ & \frac{(48\sqrt{3} + 225) (1 + (l^2 - 1) \cos^2 \varphi_U) - 4\sqrt{3} (l^2 + 1)}{1440\pi} M + \\ & \left. \frac{1}{24} (1 + (l^2 - 1) \cos^2 \varphi_U) \right]. \quad (7.75) \end{aligned}$$

Das Ergebnis ist in normierter Form in Abb. 7.13 dargestellt.

Die Resultate für die übrigen Flattop Modulationen sind der Vollständigkeit halber im Anhang angegeben.

In Abb. 7.14 sind die Verläufe der berechneten Stromverzerrungseffektivwerte für die drei Modulationsverfahren bei den Spannungsraumzeigerwinkeln  $\varphi_U = \pi/2$  und  $\varphi_U = \pi$  dargestellt. Dies sind die beiden Extrempunkte in den Verläufen von  $\Delta I$  entlang des Winkels  $\varphi_U$ .

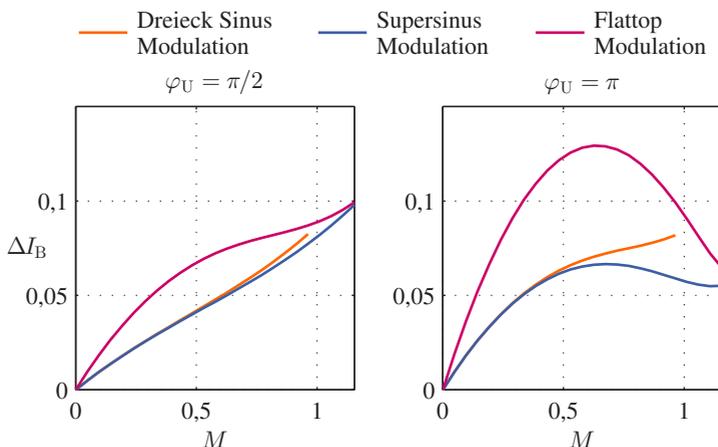


Abbildung 7.14: Stromverzerrungen in einer Maschine mit  $L_d = L_q/2$  für verschiedene Modulationsverfahren bei konstanter Taktperiode

Bei gleicher Modulationsperiode sind die Stromverzerrungen bei diskontinuierlicher Modulation aufgrund der geringeren Anzahl an Schalthandlungen durchgehend größer als bei den kontinuierlichen Verfahren. Dies ist bei symmetrischen Maschinen entsprechend Abb. 7.11 ebenfalls der Fall. Je nach Spannungsraumzeigerwinkel ergeben sich für Maschinen mit Reluktanz charakteristische Unterschiede:

- Für  $\varphi_U = \pi$  nimmt der Stromverzerrungseffektivwert sowohl bei der Flattop Modulation als auch bei der Supersinus Modulation ab Modulationsgraden  $M > 0,6$  wieder ab. Bei symmetrischen Maschinen hingegen ist der Verlauf der Stromverzerrungen bei kontinuierlichen Modulationsverfahren mit größer werdendem Modulationsgrad monoton steigend.
- Für  $\varphi_U = \pi/2$  sind die Unterschiede in den Stromverzerrungen zwischen den Modulationsverfahren etwas geringer. Während für  $\varphi_U = \pi$  bei Modulationsgraden  $M < 0,6$  diskontinuierliche Modulationsverfahren gegenüber der kontinuierlichen Modulation einen etwa doppelt so großen Stromverzerrungseffektivwert zur Folge haben, beträgt dieser für  $\varphi_U = \pi/2$  nur noch den Wert

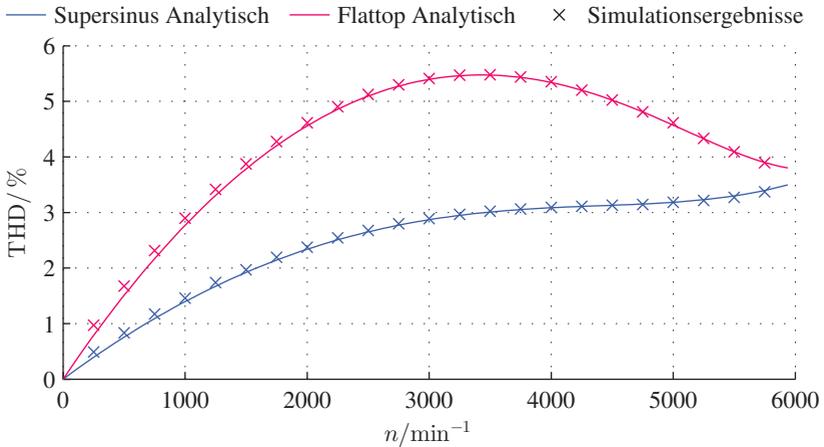


Abbildung 7.15: Stromverzerrungen in der untersuchten IPMSM bei einem Drehmoment von 60 Nm für Supersinus und Flattop Modulation. Analytische Werte und Simulationsergebnisse.

1,5. Für größere Aussteuerungen wird die Differenz zwischen den kontinuierlicher und diskontinuierlicher Modulation deutlich kleiner.

In Abb. 7.15 sind die berechneten Verläufe der Stromverzerrungen im untersuchten Traktionsantrieb bei Betrieb mit einem konstantem Drehmoment von 60 Nm für Supersinus und Flattop Modulation dargestellt. Zusätzlich sind simulativ ermittelte THD-Werte für einzelne Betriebspunkte eingetragen. Das Verhalten der Leistungshalbleiter wurden dabei entsprechend der Durchlasskennlinie aus Abb. 7.6 simuliert.

Für den Vergleich sind die anhand der Grundswingungsamplitude von  $\hat{I}_1 = 169,7 \text{ A}$  und des Spannungsraumzeigerwinkels  $\varphi_U = 155,9^\circ$  (vgl. Abb. 5.11c) analytisch berechneten Werte  $\Delta I$  in den THD umgerechnet mit

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} = \Delta I \cdot \frac{\sqrt{2}}{\hat{I}_1}. \quad (7.76)$$

Wie in Abb. 7.15 zu sehen ist stimmen die simulierten Stromverzerrungen für beide Modulationsverfahren sehr gut mit den analytisch ermittelten Verläufen überein. Lediglich im unteren Drehzahlbereich mit  $n < 2000 / \text{min}$  liegen die Simulationsergebnisse minimal oberhalb der analytischen Werte.

### 7.2.3 Wirkungsgradmessungen

Zur Bewertung der verschiedenen Modulationsverfahren aus Kapitel 3.5.1 hinsichtlich ihrer Auswirkungen auf die Effizienz des Antriebs wurden an dem Maschinenprüfstand umfangreiche Wirkungsgradmessungen über den gesamten Betriebsbereich der Maschine durchgeführt. Entsprechend Kapitel 3.4 wurden dabei die zugeführte Leistungen am DC/DC-Wandler, die dreiphasige Leistung an den Maschinenklemmen sowie die mechanische Leistung an der Welle gemessen. Anhand der Differenzen der einzelnen Leistungen lässt sich die jeweilige Verlustleistung ermitteln. Der Gesamtwirkungsgrad ergibt sich aus dem Quotienten

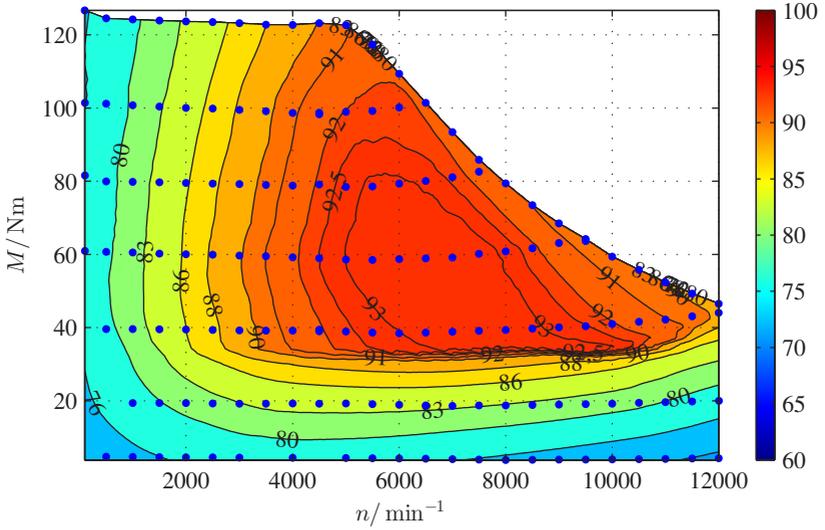
$$\eta_{\text{ges}} = \frac{P_{\text{mech}}}{P_{\text{dc}}}. \quad (7.77)$$

Die so ermittelten Wirkungsgradkennfelder für Supersinus Modulation, Injektion einer dritten Harmonischen, symmetrische Flattop Modulation sowie die Flattop Modulation mit Nachführung nach dem Strommaximum sind in Abb. 7.16a bis 7.17b dargestellt.

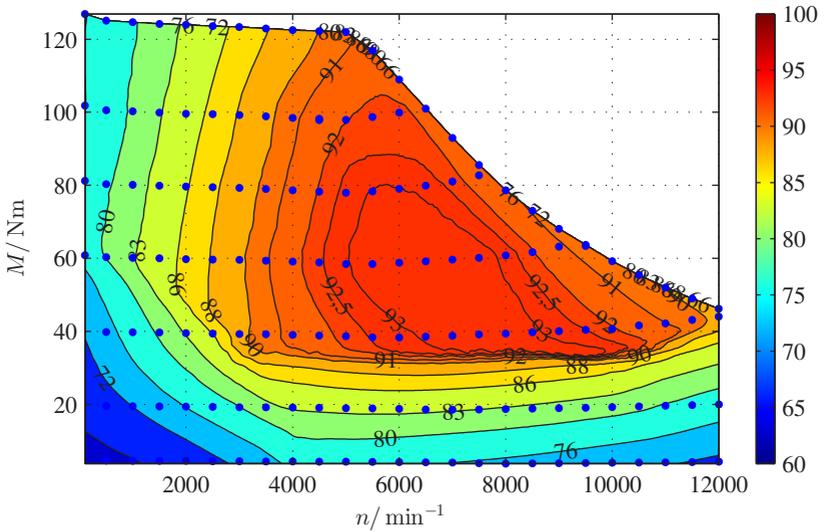
Die Messungen wurden automatisiert mit einer *LabVIEW*-Routine durchgeführt, ähnlich wie bei der Kennfeldmessung zur Parameteridentifikation. Die vorgegebenen Messpunkte entsprechen den jeweils eingezeichneten blauen Punkten in den Wirkungsgradkennfeldern.

Für jeden der Messpunkte wird für die Auswertung der Wirkungsgrad nach Gl. (7.77) berechnet. Anschließend erfolgt in *Matlab* eine Interpolation durch die diskreten Messergebnisse in der  $M,n$ -Ebene. Für einen glatten Verlauf der Wirkungsgradkennfelder wird dabei auf eine robuste Kernel-Regression zurückgegriffen, die in *Matlab* als Locally Weighted Scatterplot Smoothing (LOWESS)-Fit enthalten ist. Für jeden lokalen Messpunkt sind dabei 15% der umliegenden Messpunkte mit einbezogen.

Zwischen den Ergebnissen der verschiedenen Modulationsverfahren lassen sich kaum merkliche Unterschiede ausmachen. Der Bereich des höchsten Gesamtwirkungsgrad mit Werten  $>93\%$  befindet sich jeweils im Drehzahlbereich zwischen 6000/min und 8000/min bei mittleren Drehmomenten um 60 Nm. Für kleinere Leistungen bei niedrigen Drehzahlen oder geringen Drehmomenten verringert sich der Wirkungsgrad deutlich. Im gesamten Feldschwäcbereich werden für Drehmomente von 40 Nm und mehr Wirkungsgrade  $>90\%$  erreicht. Um die Unterschiede zwischen den Modulationsverfahren genauer analysieren zu können, werden die Verlustleistungen zugeordnet zu ihren Verlustmechanismen entsprechend der Theorie genauer betrachtet.

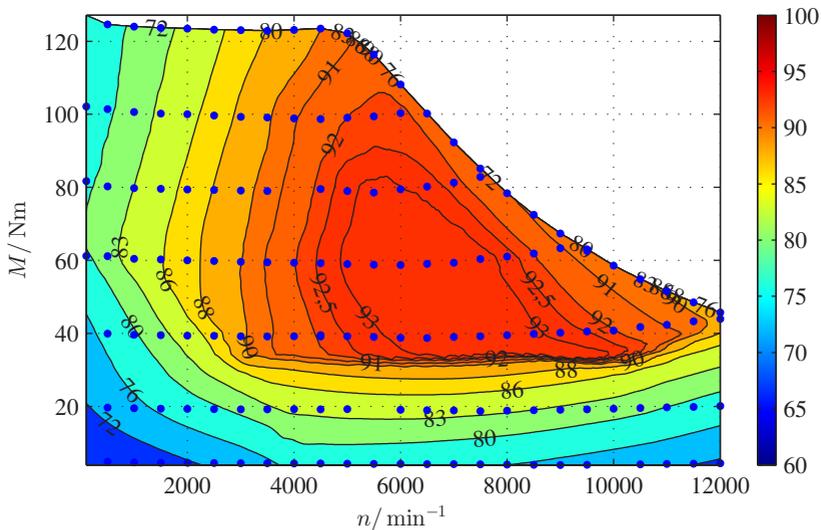


(a) Supersinus Modulation

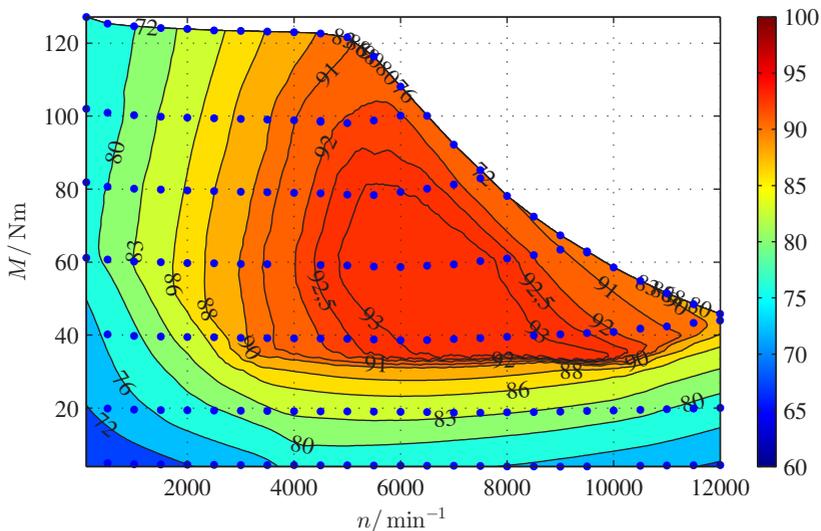


(b) Injektion einer dritten Harmonischen

Abbildung 7.16: Gemessener Gesamtwirkungsgrad bei kontinuierlichen Modulationsverfahren



(a) Symmetrische Flattop Modulation



(b) Flattop Modulation mit Nachführung nach dem Strommaximum

Abbildung 7.17: Gemessener Gesamtwirkungsgrad bei diskontinuierlichen Modulationsverfahren

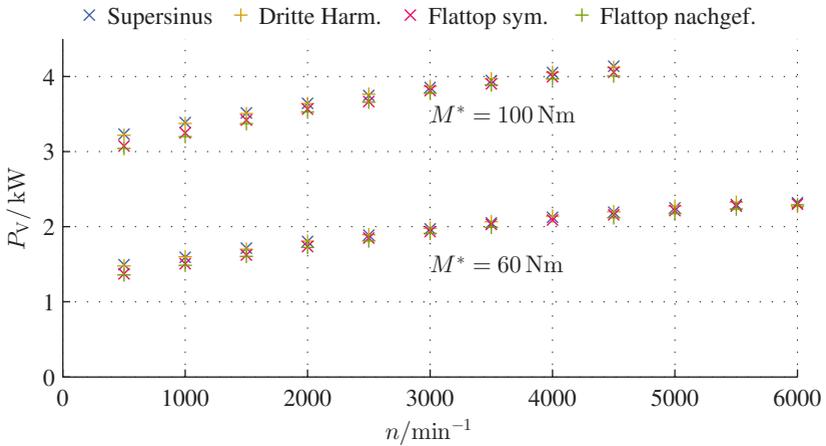


Abbildung 7.18: Gemessene Gesamtverlustleistungen von Stromrichter und Maschine für vier verschiedene Modulationsverfahren bei  $M^* = 60 \text{ Nm}$  und  $M^* = 100 \text{ Nm}$

In Abb. 7.18 sind für den Betrieb mit konstanten Drehmomenten  $M = 60 \text{ Nm}$  und  $M = 100 \text{ Nm}$  jeweils die gemessenen Gesamtverlustleistungen

$$P_V = P_{\text{dc}} - P_{\text{mech}} \quad (7.78)$$

im Grunddrehzahlbereich aufgetragen.

Sie bewegen sich bei kleinen Drehzahlen im Bereich  $P_V \approx 1,5 \text{ kW}$  für  $M = 60 \text{ Nm}$  bzw.  $P_V \approx 3,2 \text{ kW}$  für  $M = 100 \text{ Nm}$  und erhöhen sich mit steigender Drehzahl auf bis zu  $P_V \approx 2,2 \text{ kW}$  bzw.  $P_V \approx 4 \text{ kW}$ . Die Unterschiede zwischen den einzelnen Verfahren sind mit  $\approx 100 \text{ W}$  und weniger nur marginal, wobei die diskontinuierlichen Verfahren gegenüber den kontinuierlichen Modulationsverfahren durchgehend leicht verringerte Verluste aufweisen.

In Abb. 7.19 sind die gemessenen Verlustleistungen aufgeteilt nach ihrem Auftreten in Stromrichter und Maschine dargestellt, berechnet durch die Differenzen

$$P_{V,\text{PWR}} = P_{\text{dc}} - P_{\text{el}}, \quad (7.79)$$

$$P_{V,\text{PSM}} = P_{\text{el}} - P_{\text{mech}}. \quad (7.80)$$

Bei den im Pulswechselrichter anfallenden Verlusten zeigt sich für die diskontinuierlichen Modulationsverfahren aufgrund der geringeren Anzahl an Schalt-

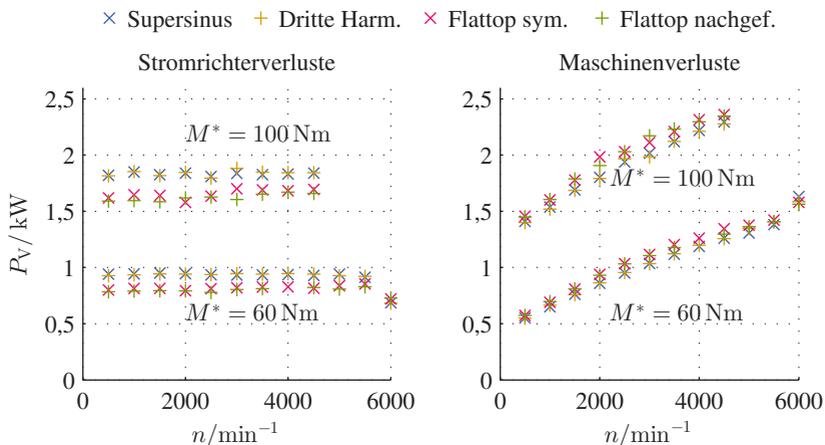


Abbildung 7.19: Gemessene Verlustleistungen von Stromrichter und Maschine für vier verschiedene Modulationsverfahren bei  $M^* = 60 \text{ Nm}$  und  $M^* = 100 \text{ Nm}$

handlungen pro Grundschwingungsperiode eine reduzierte Verlustleistung. Die Flattop Modulation mit Nachführung nach dem Strommaximum liegt gegenüber der symmetrischen Flattop Modulation jeweils noch wenige Watt besser. Die beiden kontinuierlichen Verfahren erzielen jeweils die gleichen Verlustleistungen im Pulswechselrichter.

In Abb. 7.20 sind die gemessenen Verlustleistungen im Pulswechselrichter nochmals unterteilt aufgetragen. Dazu wurden anhand der Gleichungen aus Kapitel 7.2.1 zu jedem Messpunkt die Durchlassverluste bestimmt und die Differenz zur Stromrichterverlustleistung  $P_{V,PWR}$  den Schaltverlusten zugeordnet. Erwartungsgemäß sind die Durchlassverluste für alle Modulationsverfahren identisch. Sie sind für das größere Drehmoment aufgrund der höheren Stromamplitude deutlich größer und erhöhen sich jeweils mit steigender Drehzahl und somit mit steigendem Modulationsgrad.

Bei den Schaltverlusten ist die reduzierte Anzahl an Schalthandlungen für diskontinuierliche Modulationsverfahren deutlich erkennbar. Mit Supersinus Modulation und Injektion einer dritten Harmonischen werden identische Schaltverluste erzeugt, bei den Flattop Verfahren liegen diese durchgehend niedriger.

Bei der Flattop Modulation mit Nachführung nach dem Strommaximum sind die Schaltverluste gegenüber der symmetrischen Flattop Modulation noch weiter reduziert, wobei hier Einsparungen im Bereich 5... 10 % gemessen wurden. Die

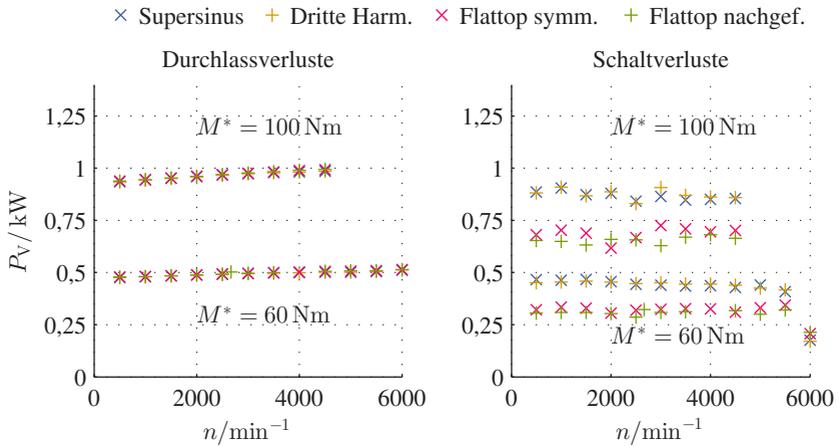


Abbildung 7.20: Gemessene Verlustleistungen des Stromrichters für vier verschiedene Modulationsverfahren bei  $M^* = 60 \text{ Nm}$  und  $M^* = 100 \text{ Nm}$ , aufgeteilt in Durchlass- und Schaltverluste

anhand der Theorie berechnete Halbierung der Schaltverluste gegenüber den kontinuierlichen Modulationsverfahren konnte nicht ganz erreicht werden. Die übrigen Resultate für die Schaltverluste stimmen sehr gut mit den in Gl. (7.39) und (7.40) theoretisch ermittelten überein.

Die Maschinenverluste sind in Abb. 7.21 ebenfalls aufgeteilt dargestellt. Auf der linken Seite sind die aus dem gemessenen Strangstrom berechneten ohmschen Verluste in der Maschinenwicklung abgebildet, die übrigen Verluste auf der rechten Seite von Abb. 7.21 entsprechen der Differenz zur gemessenen Verlustleistung  $P_{V,\text{PSM}}$ .

Die ohmschen Verluste sind im Grunddrehzahlbereich erwartungsgemäß unabhängig von der Drehzahl, da der Strom für ein gewünschtes Moment konstant bleibt. Die übrigen Maschinenverluste hingegen steigen mit der Drehzahl. Für die beiden diskontinuierlichen Modulationsverfahren sind sie jeweils etwas höher als für die kontinuierlichen Verfahren, wobei der Unterschied sowohl bei sehr kleinen Drehzahlen als auch nahe der Eckdrehzahlen abnimmt.

Die Gründe für die angesprochenen Unterschiede in den Verlusten sind in den Stromverzerrungen zu suchen [53], deren Unterschiede laut Theorie in diesen Bereichen ebenfalls geringer sind (vgl. Abb. 7.15).

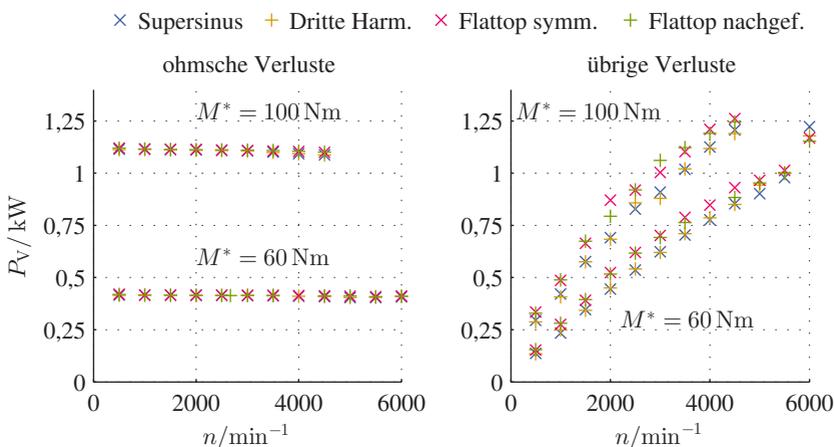


Abbildung 7.21: Gemessene Verlustleistungen der IPMSM für vier verschiedene Modulationsverfahren bei  $M^* = 60 \text{ Nm}$  und  $M^* = 100 \text{ Nm}$ , aufgeteilt in ohmsche Verluste und übrige Verluste

In Abb. 7.22 sind die mit dem Leistungsmessgerät gemessenen Verläufe der Stromverzerrungen für Supersinus und Flattop Modulation bei  $M^* = 60 \text{ Nm}$  aufgetragen. In den Absolutwerten ergeben sich deutliche Abweichungen von den analytisch und simulativ ermittelten THD-Werten, die durch die nicht exakte Linearität des Pulswechselrichters sowie das in der Realität vorhandene Messrauschen zu erklären sind. Oberhalb von  $n = 4000 \text{ /min}$  ist in den Messkurven ein Sprung zu sehen, dessen Ursache nicht ergründet werden konnte.

Der relative Verlauf der beiden Messkurven ähnelt jedoch der Theorie deutlich: Bei kleinen Drehzahlen sind die Verzerrungen für beide Verfahren nahezu identisch, der Unterschied wird größer mit steigender Drehzahl und verringert sich wieder bei Drehzahlen von  $n = 3500 \text{ /min}$  und höher.

Insgesamt lässt sich anhand der in diesem Kapitel vorgestellten und diskutierten Messergebnisse die Aussage treffen, dass ein Einfluss des Modulationsverfahrens auf die Verlustleistungen zwar messbar ist, die Unterschiede zwischen den Verfahren jedoch nur marginal sind.

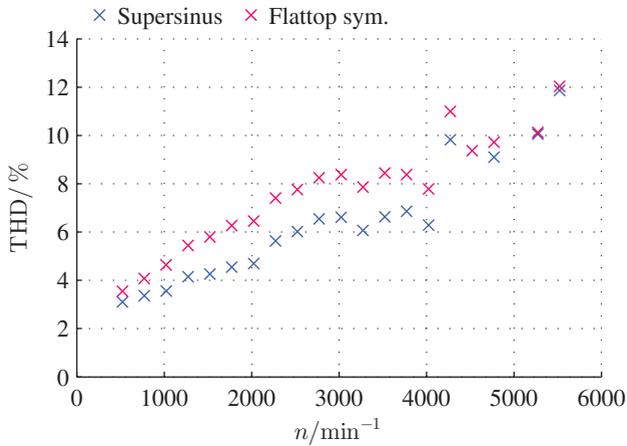


Abbildung 7.22: Gemessener THD der IPMSM für Supersinus und symmetrische Flattop Modulation bei  $M^* = 60$  Nm

## 7.3 Grenzkennlinie und Vollaussteuerung

Werden die Sollwerte für die Stromkomponenten  $i_d$  und  $i_q$  entsprechend Kapitel 5.2 vorgegeben, so bewegt sich der Spannungsraumzeiger im stationären Betrieb kreisförmig mit dem maximal möglichen Betrag bei sinusförmiger Aussteuerung. Durch Übermodulation kann die Spannung noch weiter erhöht werden, wodurch sich im Feldschwächbereich entweder bei gleichem Strom die Leistung zusätzlich steigern lässt, oder aber bei gleicher mechanischer Leistung der Strom und damit die Verluste verringert werden können.

In diesem Kapitel wird ein Verfahren zur Implementierung der Übermodulation in Verbindung mit der unterlagerten Stromregelung vorgestellt und beschrieben. Die dadurch erreichten Vorteile hinsichtlich der Verluste und Ausgangsleistung werden anhand von Messergebnissen dargelegt.

### 7.3.1 Erhöhung der Maximalspannung durch Übermodulation

Der Aussteuerbereich des Pulswechselrichters ist in Abb. 7.23 abgebildet. Im Falle einer sinusförmigen Ausgangsspannung liegt der Spannungsraumzeiger immer innerhalb des gelben Kreises aus Abb. 7.23 bzw. exakt darauf.

Wird von der Forderung nach einer sinusförmigen Spannung für den stationären Betrieb abgewichen, können die Bereiche zwischen Innenkreis und Sechseck

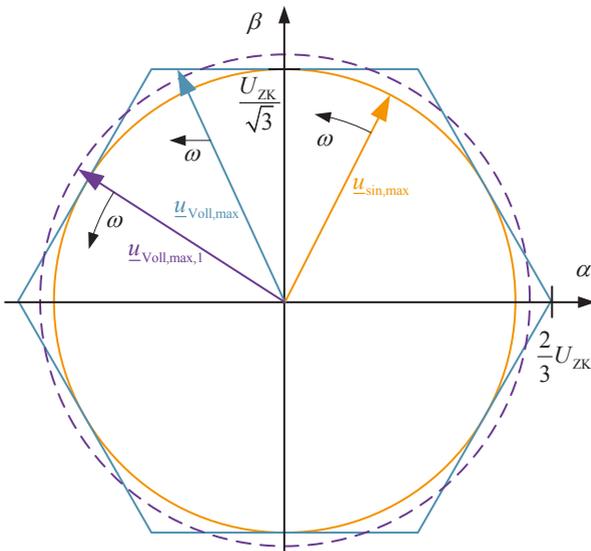


Abbildung 7.23: Raumzeigertrajektorien für sinusförmige und Vollaussteuerung

zur Erhöhung der Ausgangsspannung genutzt werden. Die maximale Grundschwingungsamplitude in der Ausgangsspannung wird bei der sogenannten Grundfrequenzsteuerung [66] oder Blocktaktung [67] erreicht, bei der nur noch eine Schalthandlung pro Schalter und Grundschwingungsperiode stattfindet:

$$\hat{U}_{1,\text{Block}} = \frac{2}{\pi} \cdot U_{\text{ZK}} \quad (7.81)$$

Der Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$  bewegt sich dabei sprunghaft durch den Aussteuerbereich und nimmt nur die Werte der diskreten Schaltzustände an. Diese Betriebsart wird in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt, da dazu eine Umschaltung des Regelverfahrens [24] oder Veränderungen am Modulator [58] notwendig sind.

Stattdessen soll  $\underline{u}_s$  weiterhin mit konstanter Winkelgeschwindigkeit umlaufen. Die maximale Ausgangsspannung wird dann erreicht, wenn sich  $\underline{u}_s$  genau entlang der Aussteuergrenze bewegt. Dieser Betrieb wird im Folgenden als Vollaussteuerung bezeichnet.

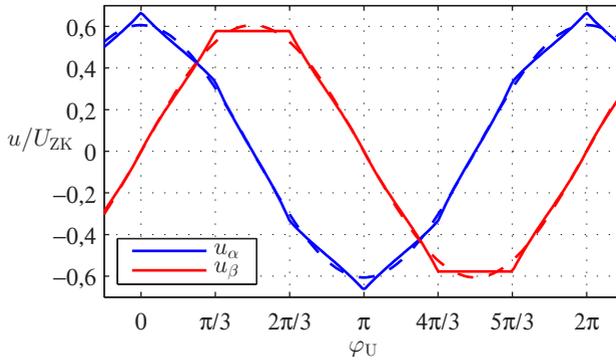


Abbildung 7.24: Zeitverlauf der Spannungskomponenten bei Vollaussteuerung

Die Zeitverläufe der beiden Spannungskomponenten für diesen Fall sind in Abb. 7.24 dargestellt. Sie können abschnittsweise beschrieben werden mit [E5]

$$u_{\alpha}(\varphi) = \begin{cases} \frac{2}{3+\sqrt{3} \cdot \tan(\varphi)} \cdot U_{ZK} & \text{für } 0 \leq \varphi < \frac{\pi}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3 \cdot \tan(\varphi)} \cdot U_{ZK} & \text{für } \frac{\pi}{3} \leq \varphi < \frac{2\pi}{3} \\ \frac{2}{-3+\sqrt{3} \cdot \tan(\varphi)} \cdot U_{ZK} & \text{für } \frac{2\pi}{3} \leq \varphi < \pi \\ \frac{2}{-3-\sqrt{3} \cdot \tan(\varphi)} \cdot U_{ZK} & \text{für } \pi \leq \varphi < \frac{4\pi}{3} \\ -\frac{\sqrt{3}}{3 \cdot \tan(\varphi)} \cdot U_{ZK} & \text{für } \frac{4\pi}{3} \leq \varphi < \frac{5\pi}{3} \\ \frac{2}{3-\sqrt{3} \cdot \tan(\varphi)} \cdot U_{ZK} & \text{für } \frac{5\pi}{3} \leq \varphi < 2\pi \end{cases} \quad (7.82)$$

und

$$u_{\beta}(\varphi) = \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{3}+\frac{3}{\tan(\varphi)}} \cdot U_{ZK} & \text{für } 0 \leq \varphi < \frac{\pi}{3} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_{ZK} & \text{für } \frac{\pi}{3} \leq \varphi < \frac{2\pi}{3} \\ \frac{2}{\sqrt{3}-\frac{3}{\tan(\varphi)}} \cdot U_{ZK} & \text{für } \frac{2\pi}{3} \leq \varphi < \pi \\ \frac{2}{-\sqrt{3}-\frac{3}{\tan(\varphi)}} \cdot U_{ZK} & \text{für } \pi \leq \varphi < \frac{4\pi}{3} \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_{ZK} & \text{für } \frac{4\pi}{3} \leq \varphi < \frac{5\pi}{3} \\ \frac{2}{-\sqrt{3}+\frac{3}{\tan(\varphi)}} \cdot U_{ZK} & \text{für } \frac{5\pi}{3} \leq \varphi < 2\pi \end{cases} \quad (7.83)$$

Die Amplitude der zugehörigen Grundschiwingung der Spannung lässt sich durch Fourier-Analyse der Zeitverläufe von  $u_\alpha$  oder  $u_\beta$  ermitteln zu (siehe A.2)

$$\hat{U}_{\alpha,1} = \hat{U}_{\beta,1} = \frac{\sqrt{3} \cdot \ln 3}{\pi} \cdot U_{ZK}. \quad (7.84)$$

Die Grundschiwingungen der beiden Spannungskomponenten sind in Abb. 7.24 gestrichelt eingezeichnet. Die zugehörige Raumzeigertrajektorie der Spannungsgrundschiwingung bei Vollaussteuerung entspricht dem gestrichelten Kreis in Abb. 7.23. Der Betrag gegenüber rein sinusförmiger Ausgangsspannung ist um  $\approx 5\%$  erhöht.

### 7.3.2 Vollaussteuerung mit hochdynamischer unterlagerter Stromregelung

Der Aussteuerbereich lässt sich in Verbindung mit einer dynamischen Stromregelung nicht ohne Weiteres auf die Vollaussteuerung erhöhen. Dies hat verschiedene Gründe [57, E5]:

- Aufgrund der variierenden Spannung bei Vollaussteuerung werden Verzerrungen in den Strömen verursacht, auf die die Stromregelung mit entsprechenden zusätzlichen Spannungen reagiert.
- Da der Pulswechselrichter stationär entlang seiner Aussteuerungsgrenze arbeitet, überschreitet die von der Regelung geforderte Spannung regelmäßig diese Grenze, insbesondere wenn der geforderte Spannungsraumzeiger nahe den Mittelpunkten der Geraden des Sechsecks liegt. Wird die begrenzte Spannung für Anti-Windup und Führungsgrößenkorrektur herangezogen, werden im Gegenzug die Ecken des Sechsecks nicht mehr voll ausgefahren.

Diesen Punkten kann begegnet werden, indem die durch die Übermodulation erzeugten Stromverzerrungen während des Betriebs berechnet und von den Messwerten abgezogen werden [57, 58]. Die Bestimmung der Stromverzerrungen gestaltet sich allerdings im Falle von Maschinen mit Reluktanz, die zudem ein deutliches Sättigungsverhalten aufweisen, als äußerst komplex [E4].

Aus diesem Grund bietet sich eine Vorwärtskompensation der variierenden Statorspannung an, die ohne aufwendige Berechnungen der Oberschwingungen auskommt. Sie wird durch eine zweistufige Spannungsbegrenzung entsprechend Abb. 7.25 realisiert:

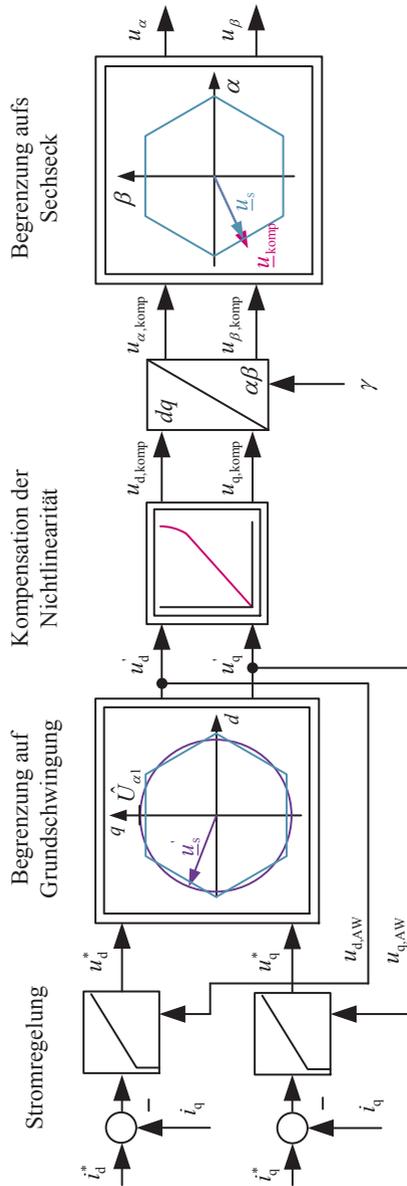


Abbildung 7.25: Zweistufige Begrenzung für Vollaussteuerung

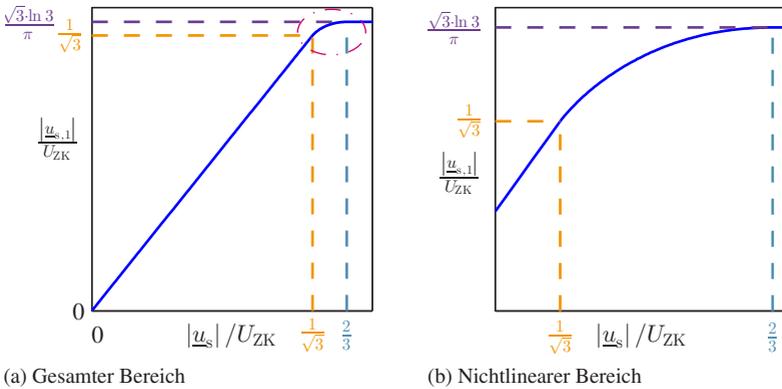


Abbildung 7.26: Nichtlineares Verhalten der Begrenzung auf den sechseckförmigen Aussteuerbereich

Die beiden Stromsollwertkomponenten werden derart vorgegeben, dass sich im stationären Betrieb für die Grundschwingungsamplitude der Spannung genau der Wert bei Vollaussteuerung  $|u_{s,VA,1}| = \sqrt{3} \ln 3 \cdot U_{ZK} / \pi$  ergibt. Dies erfolgt durch eine entsprechende Erhöhung des Sollwerts für die Spannung im überlagerten Spannungsregler aus Kapitel 5.2.

In der ersten Stufe der Begrenzung wird der von der Stromregelung geforderte Spannungsraumzeiger  $u_s^*$  auf einen Kreis mit dem Radius  $|u_{s,VA,1}|$  begrenzt. Dabei wird die in Kapitel 6.6 beschriebene Begrenzung des dynamischen Spannungsanteils angewandt. Die beiden resultierenden begrenzten Spannungskomponenten  $u'_d$  und  $u'_q$  werden für die Führungsgrößenkorrektur nach Kapitel 6.7 herangezogen.

Die zweite Begrenzungsstufe begrenzt den kompensierten Spannungsraumzeiger  $u_{s,komp}$  auf tatsächlich erreichbare Werte des Pulswechselrichters. Die resultierenden Werte  $u_\alpha$  und  $u_\beta$  werden in Aussteuergrade für die drei Phasen umgerechnet und so an den Modulator übergeben.

Da der Spannungsraumzeiger  $u'_s = u'_d + j u'_q$  zeitweise außerhalb des Aussteuerbereichs liegt, stellt die zweite Begrenzungsstufe eine nichtlineare Verstärkung für die Grundschwingung dar, wie anhand der Kennlinie in Abb. 7.26 ersichtlich ist.

Solange der Betrag  $|u'_s| < U_{ZK} / \sqrt{3}$  ist, kann  $u'_s$  immer erreicht werden. Die geforderte Grundschwingung kann somit realisiert werden. Wird  $U_{ZK} / \sqrt{3} < |u'_s| <$

$|\underline{u}_{s,VA,1}|$ , ergibt sich die Verstärkung entsprechend Abb. 7.26 [S11]. Damit dennoch die gewünschte Grundschiwingung der Spannung an die Maschine angelegt wird, erfolgt eine Kompensation der Verstärkung durch Multiplikation ihrer Umkehrfunktion. Die Berechnung der Kennlinie aus Abb. 7.26 im nichtlinearen Bereich ist im Anhang zu finden.

### 7.3.3 Simulations- und Messergebnisse

In Abb. 7.27a sind das gemessene Drehmoment der Maschine bei einer Sollwertvorgabe von  $M^* = 60 \text{ Nm}$  und die gemessene Grenzkennlinie dargestellt, jeweils für den Betrieb an der Spannungsgrenze mit sinusförmiger Spannung sowie mit Vollaussteuerung.

Im Grunddrehzahlbereich, der bei der Grenzkennlinie bis zu einer Drehzahl von 5000 /min geht, wird erwartungsgemäß für beide Betriebsarten das gleiche Drehmoment erreicht, da hier die Maximalspannung noch nicht erreicht ist. Das leichte Absinken des gemessenen Drehmoments ist den Eisen- und Reibungsverlusten geschuldet, die mit höherer Drehzahl ansteigen und somit das an der Welle anliegende Drehmoment verringern [87].

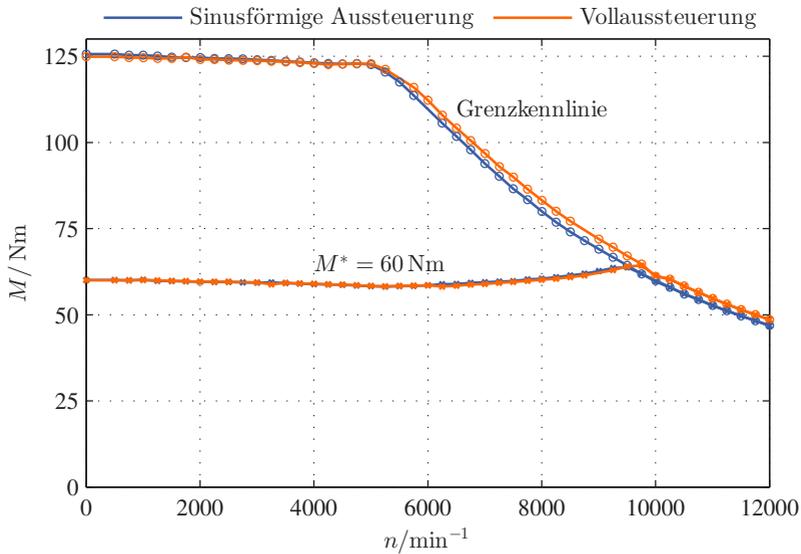
Im Feldschwäcbereich wird der Gewinn durch die Vollaussteuerung deutlich: Das Maximalmoment ist hier durchgehend um etwa 3...5 % erhöht gegenüber dem Betrieb mit sinusförmiger Ansteuerung.

Für den Betrieb mit  $M^* = 60 \text{ Nm}$  erhöht sich die Eckdrehzahl, ab der zusätzliche Feldschwächung notwendig wird, auf 6000 /min. Die gemessenen Drehmomente bleiben in diesem Betriebsbereich weiterhin für beide Spannungsniveaus identisch. Ähnlich wie in den Messergebnissen in Kapitel 5 lässt sich ein Ansteigen des gemessenen Drehmoments im Feldschwäcbereich erkennen.

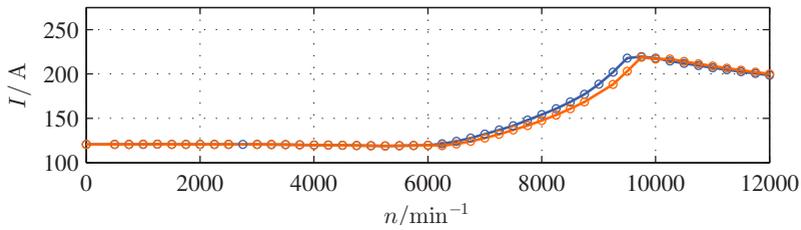
Bei einer Drehzahl von 9500 /min wird die MMPV-Kennlinie erreicht, welche die Grenze des erreichbaren Drehmoments darstellt. Die gemessenen Kennlinien gehen über in die Grenzkennlinien.

In Abb. 7.27b sind die mit dem Leistungsmessgerät gemessenen Effektivwerte der Strangströme für die Kennlinie mit  $M^* = 60 \text{ Nm}$  für sinusförmige und Vollaussteuerung gegenübergestellt. Im Grunddrehzahlbereich bis 6000 /min sind die Ströme für beide Betriebsarten identisch. Im Feldschwäcbereich zwischen 6000 /min und 9500 /min wird für die gleiche mechanische Ausgangsleistung bei Vollaussteuerung aufgrund der höheren Spannungsgrundschiwingung ein geringerer Strom benötigt. Oberhalb von 9500 /min, bei Betrieb entlang der Grenzkennlinie im MMPV-Bereich, sind die Ströme wieder für beide Betriebsarten gleich. Der direkte Übergang von der Drehmomenthyperbel auf die MMPV-Kennlinie lässt sich in Abb. 7.27b daran ausmachen, dass der Maximalstrom

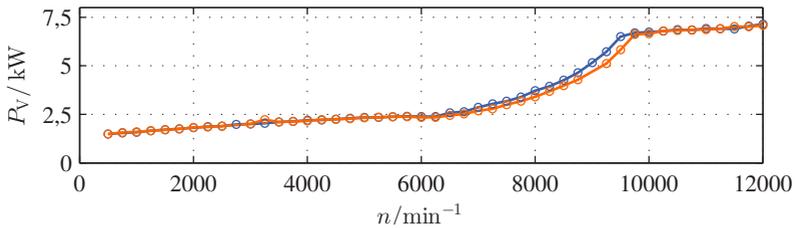
## 7 Untersuchungen zum Verhalten des Gesamtsystems



(a) Gemessene Drehmomente: Grenzkennlinie und  $M^* = 60 \text{ Nm}$



(b) Gemessene Strangstromeffektivwerte bei  $M^* = 60 \text{ Nm}$



(c) Gemessene Gesamtverlustleistungen bei  $M^* = 60 \text{ Nm}$

Abbildung 7.27: Vergleich des Betriebs bei sinusförmiger Maschinenspannung und Vollaussteuerung

$I_{\max} = 250$  A der Maschine nicht erreicht wird, sondern bereits bei einem Strom von  $I \approx 220$  A die Grenzkennlinie erreicht.

Aus Abb. 7.27c wird ersichtlich, dass die Verringerung des Statorstroms durch Vollaussteuerung hinsichtlich der Gesamtverlustleistung  $P_V$  deutliche Vorteile mit sich bringt. Im Grunddrehzahlbereich sind die Verlustleistungen für beide Betriebsarten gleich und steigen mit der Drehzahl von  $P_V \approx 500$  W bei  $n = 500$  /min bis auf  $P_V \approx 2,3$  kW bei  $n = 6000$  /min. Zwischen 6000 /min und 9500 /min liegt die Verlustleistung bei Vollaussteuerung aufgrund des verringerten Stroms unterhalb derer bei sinusförmiger Aussteuerung. Die größte Einsparung wird kurz vor Erreichen der Grenzkennlinie erzielt und beträgt bei  $P_{V,\text{Sin}} = 6,5$  kW und  $P_{V,\text{Vollaus}} = 5,8$  kW rund 700 W. Bezogen auf die Verlustleistung bei sinusförmiger Aussteuerung entspricht dies einer Einsparung von knapp 11 %. Hinsichtlich des Gesamtwirkungsgrads kommt dies bei der gemessenen Ausgangsleistung von  $P_{\text{mech}} = 63,7$  kW einer Verbesserung um etwa einen Prozentpunkt gleich. Oberhalb von 9500 /min sind die gemessenen Verlustleistungen bei gleichen Strömen und erhöhter mechanischer Leistung wieder identisch.

In Abb. 7.28 sind die in den Abtastzeitpunkten ermittelten Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$  in der  $\alpha, \beta$ -Ebene für  $n = 6250$  /min und  $n = 10000$  /min dargestellt.

Im ersten abgebildeten Fall in Abb. 7.28a beträgt die Drehzahl der Maschine  $n = 6250$  /min, was einer Grundschwingungsfrequenz von  $\omega = 416,67$  Hz entspricht. Eingezeichnet sind die Werte von  $\underline{u}_s$  über einen Zeitraum von 1,25 ms, was bei der Abtastfrequenz  $f_A = 8$  kHz insgesamt 1000 Punkten entspricht. Bei Betrieb mit sinusförmiger Ansteuerung beschreibt der Spannungsraumzeiger einen Kreis innerhalb des Aussteuerbereichs, während bei der Spannungsvorgabe für Vollaussteuerung sehr gut entlang der Aussteuergrenze gefahren wird. In Richtung der diskreten Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_4$ ,  $\underline{u}_5$  und  $\underline{u}_6$  werden die Ecken nicht vollständig ausgefahren, hier knickt die Trajektorie leicht ins Innere des Sechsecks ein. In diesen Punkten werden offensichtlich noch Regeleingriffe vorgenommen.

Abb. 7.28b stellt bei einer Drehzahl von  $n = 10000$  /min und der Drehmomentvorgabe von  $M^* = 60$  Nm den Betriebspunkt kurz nach Erreichen der Grenzkennlinie dar. Bei der Grundschwingungsfrequenz von  $f = 666,67$  Hz existieren nur noch 12 Abtastpunkte pro Grundschwingungsperiode. Die 1000 eingetragenen Werte von  $\underline{u}_s$  verteilen sich somit auf 12 diskrete Punkte in der  $\alpha, \beta$ -Ebene, die für den Fall der Vollaussteuerung wieder sämtlich auf der Aussteuergrenze liegen.

In Abb. 7.28c und 7.28d sind die beiden Betriebspunkte simulativ nachgestellt. In beiden Fällen werden sowohl der Kreis als auch die sechseckförmige

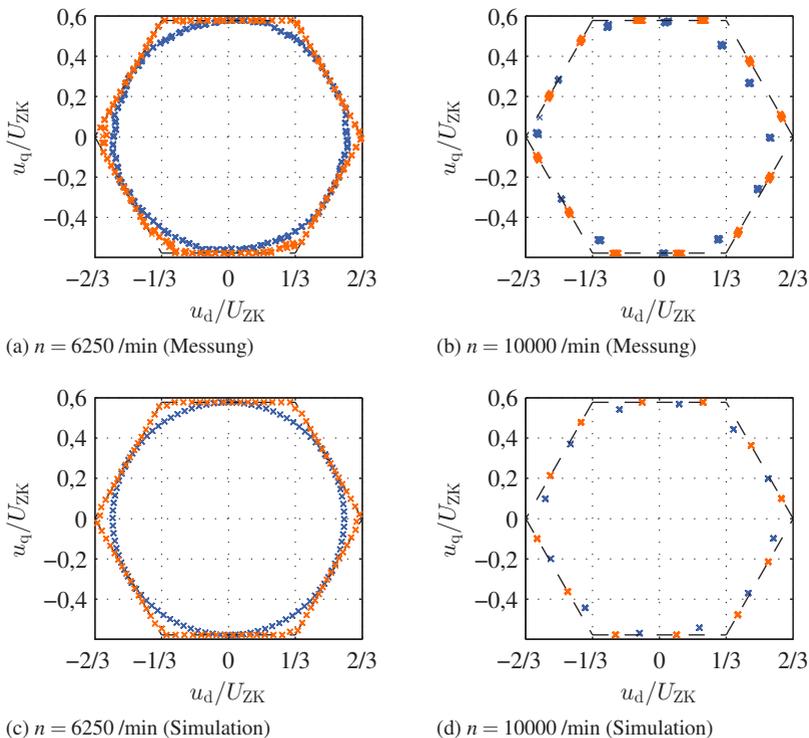
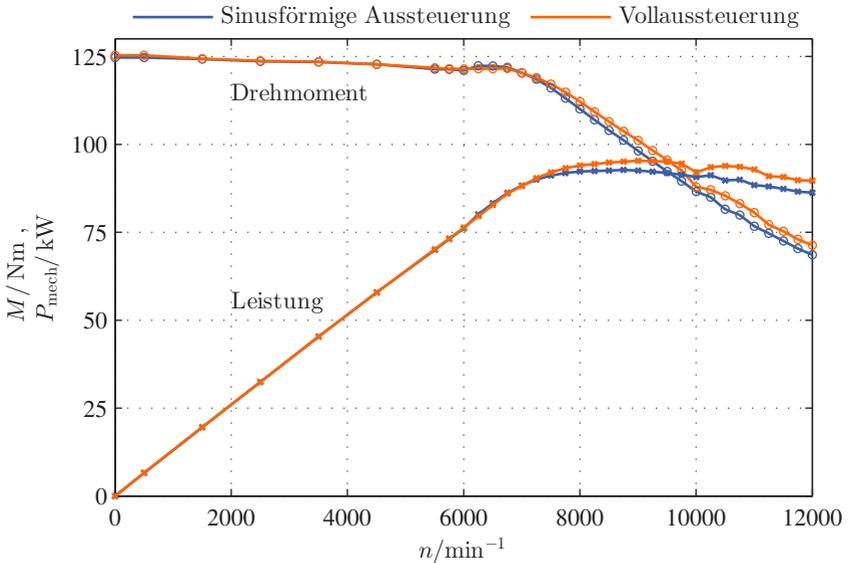


Abbildung 7.28: Diskrete Abtastwerte von  $u_s$  für sinusförmige (×) und Vollaussteuerung (×) bei  $M^* = 60$  Nm

Aussteuergrenze mit jedem diskreten Spannungsraumzeiger getroffen, was die Funktionsfähigkeit des Algorithmus für die Vollaussteuerung nachweist. Die beschriebenen Abweichungen von den Grenzen in den Messungen sind demnach auf Nichtlinearitäten der realen Anlage zurückzuführen.

In Abb. 7.29 ist die gemessene Grenzkennlinie der Maschine bei Betrieb mit der laut Typenschild maximal zulässigen Zwischenkreisspannung von 405 V dargestellt. Gegenüber dem Betrieb mit 300 V erhöht sich die Eckdrehzahl auf  $n_{eck} = 7000$  /min, bis zu der das maximale Drehmoment eingepreßt werden kann.

Abbildung 7.29: Grenzkennlinie und Maximalleistung bei  $U_{ZK} = 405$  V

Zusätzlich ist in Abb. 7.29 die zugehörige maximale mechanische Leistung der Maschine aufgetragen. Im Grunddrehzahlbereich steigt sie nahezu linear mit der Drehzahl von 0 bis auf 88 Nm bei  $n_{eck}$ . Oberhalb der Eckdrehzahl wird zusätzliche Feldschwächung notwendig, wodurch das Drehmoment abnimmt. Durch den Beitrag des Reluktanzmoment zum Drehmoment geschieht dies mit einem Faktor  $< 1/n$ . Die Leistung nimmt damit mit steigender Drehzahl zunächst noch weiter zu und erreicht ihr Maximum mit sinusförmiger Ansteuerung bei  $n = 8750$  /min mit 92,7 kW. Mit Vollaussteuerung verschiebt sich gemessene Punkt maximaler Leistung zu  $n = 9000$  /min und beträgt 95,4 kW, was einer Steigerung von 3 % entspricht.

Wird die Drehzahl noch weiter erhöht, nimmt die Leistung jeweils nur leicht ab und beträgt bei der Maximaldrehzahl von 12000 /min noch 86,3 kW bei sinusförmiger Ansteuerung bzw. 89,7 kW bei Vollaussteuerung.



# 8

## Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird ein Verfahren für die Drehmomenteinprägung in einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit eingebetteten Magneten entwickelt und untersucht. Da die Maschine als Hauptantrieb in einem Elektrofahrzeug eingesetzt wird, weist sie die für diesen Anwendungsbereich typischen Eigenschaften eines weiten Feldschwäcbereichs auf, in dem aufgrund der Rotorbauform ein Reluktanzmoment genutzt werden kann, sowie durch die hohe Ausnutzung ein ausgeprägtes Sättigungsverhalten bereits bei Strömen weit unterhalb des Maximalstroms.

Für eine optimale Stromsollwertvorgabe werden anhand von Kennfeldmessungen im stationären Betrieb stromabhängige Flusskennfelder  $\psi_d(i_d, i_q)$  und  $\psi_q(i_d, i_q)$  aufgezeichnet, mit denen sich das stromabhängige Sättigungsverhalten der Maschine darstellen lässt. Ausgehend von diesen Messungen werden für die gesamte Drehzahl-Drehmoment-Ebene die optimalen Stromsollwerte ermittelt und für die Verwendung in der Regelung in Tabellen abgespeichert.

Für den Grunddrehzahlbereich wird dabei das Kriterium minimaler Stromwärmeverluste angewandt, welches in guter Näherung der verlustoptimalen Drehmomentenerzeugung entspricht. Im hohen Drehzahlbereich werden die Stromsollwerte für einen stationären Betrieb mit maximaler Ausgangsspannung des speisenden Pulswechselrichters vorgegeben. Parameterungenauigkeiten, die beispielsweise durch Temperaturabhängigkeiten auftreten, sowie Schwankungen in der Zwischenkreisspannung werden mit Hilfe eines überlagerten Spannungsreglers kompensiert.

Durch die erarbeitete Struktur der Sollwertvorgabe wird während des stationären Betriebs eine hohe Effizienz des Antriebssystems erreicht.

Für die unterlagerte Stromregelung wird ein neuer Ansatz der Linearisierung um den Arbeitspunkt beschrieben, der sowohl für den stationären Betrieb als auch für sprungförmige Sollwertänderungen im Klein- und Großsignalbetrieb gültig ist. Darauf aufbauend wird die klassische Reglerstruktur mit feldorientierter Regelung und PI-Reglern entsprechend modifiziert und ergänzt, um damit stark sättigende Synchronmaschinen regeln zu können. Die hervorragende Regelqualität und Dynamik wird anhand von Simulations- und Messergebnissen an zwei verschiedenen Maschinen demonstriert. Es wird gezeigt, dass sich die Linearisierung und Parameternachführung auch auf komplexere Reglerstrukturen anwenden lässt, um die Dynamik weiter zu verbessern. Das Drehmoment der Maschine lässt sich somit hochdynamisch verändern und einprägen.

Das Zusammenspiel des stationären Betriebs ohne feste Stellreserve mit der unterlagerten Stromregelung wird anhand von Messergebnissen auf dem aufgebauten Prüfstand dargestellt und die Stabilität auch bei hohen dynamischen Anforderungen nachgewiesen.

Aufgrund der Wichtigkeit der Effizienz im Elektrofahrzeug wird das System bestehend aus Pulswechselrichter und Synchronmaschine hinsichtlich weiterer Optimierungsmöglichkeiten untersucht. Dabei wird untersucht, ob und in welcher Größenordnung die Wahl des Modulationsverfahrens den Gesamtwirkungsgrad des Antriebssystems beeinflusst. Anhand der entstandenen Wirkungswinkelkennfelder und Verlustbetrachtungen lässt sich zumindest für die im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Komponenten nur ein marginaler Unterschied zwischen den einzelnen Verfahren ausmachen.

Weitaus größeres Einsparpotential hinsichtlich der Verluste bietet die Erhöhung der Spannung. Im Rahmen der Dissertation wird ein einfach zu realisierendes Verfahren vorgeschlagen, mit dem durch Vollaussteuerung im stationären Betrieb die Ausgangsspannung des Pulswechselrichters um 5 % erhöht wird. Dadurch werden signifikante Verlusteinsparungen bei gleicher Leistung oder eine merkliche Erhöhung der mechanischen Leistung erreicht.

Bei der Entwicklung der vorgestellten Verfahren wurde durchweg auf die Anwendungsorientierung geachtet. Dadurch sind sämtliche der entwickelten Regelalgorithmen lauffähig auf gängigen in Fahrzeugen eingesetzten Hardwareplattformen, so dass an dieser Stelle keine zusätzlichen Kosten zu erwarten sind. Der Umstand, dass Maschinen mit ausgeprägtem Sättigungsverhalten durch wenig Zusatzaufwand mit klassischen Reglerstrukturen sehr dynamisch betrieben werden können, bietet auch für Anwendungen neben der Elektromobilität mögliche Vorteile. Durch höhere Ausnutzung der Maschinen lassen sich Baugröße

und Materialeinsatz verringern, wodurch Kosten gesenkt werden können. In Applikationen, in denen die Maschine selber häufigen Bewegungen ausgesetzt ist, können zudem Dynamik und Effizienz gesteigert werden.



**A**

**Anhang**

## A.1 Beweis zum Induktivitätsmittelwert

Die allgemeine Form von Gl. (6.43) für  $n = k$  Intervalle der Stromänderung  $\Delta i_{\text{ges}}$  lautet:

$$\frac{t_{k-1}}{\sum_{n=1}^{k-1} L_n} = \frac{t_k}{\sum_{n=1}^k L_n} \quad (\text{A.1})$$

Die Gültigkeit für  $n = 2$  und  $n = 3$  wurde in Abschnitt 6.4.1 gezeigt. Für  $n = k + 1$  wird ein zusätzlicher Abschnitt zum Stromanstieg hinzugefügt:

$$\frac{\Delta i_{\text{ges}}}{k+1} = u \cdot \frac{t_1}{L_1} = u \cdot \frac{t_2 - t_1}{L_2} = \dots = u \cdot \frac{t_k - t_{k-1}}{L_k} = u \cdot \frac{t_{k+1} - t_k}{L_{k+1}} \quad (\text{A.2})$$

Wird im rechten Term der Gleichungsfolge (A.2)  $t_{k-1}$  durch die Behauptung (A.1) ausgedrückt, so ergibt sich:

$$\frac{t_{k+1} - t_k}{L_{k+1}} = \frac{t_k - \frac{t_k \cdot \sum_{n=1}^{k-1} L_n}{\sum_{n=1}^k L_n}}{L_k} = \frac{t_k \cdot \sum_{n=1}^k L_n - t_k \cdot \sum_{n=1}^{k-1} L_n}{L_k \cdot \sum_{n=1}^k L_n} = \frac{t_k \cdot L_k}{L_k \cdot \sum_{n=1}^k L_n} = \frac{t_k}{\sum_{n=1}^k L_n} \quad (\text{A.3})$$

Dies kann nach  $t_k / \sum_{n=1}^k L_n$  aufgelöst werden:

$$\begin{aligned} \frac{t_{k+1}}{L_{k+1}} &= t_k \cdot \left( \frac{1}{\sum_{n=1}^k L_n} + \frac{1}{L_{k+1}} \right) = t_k \cdot \frac{L_{k+1} + \sum_{n=1}^k L_n}{L_{k+1} \cdot \sum_{n=1}^k L_n} \\ &= t_k \cdot \frac{\sum_{n=1}^{k+1} L_n}{L_{k+1} \cdot \sum_{n=1}^k L_n} \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

$$\Rightarrow \frac{t_k}{\sum_{n=1}^k L_n} = \frac{t_{k+1}}{\sum_{n=1}^{k+1} L_n} \quad \text{qed.} \quad (\text{A.5})$$

## A.2 Nichtlineare Verstärkung bei der Begrenzung aufs Sechseck

Im Bereich des Innenkreises des Aussteuerbereichs ist jeder Punkt für den Spannungsraumzeiger erreichbar. Im stationären Betrieb bewegt sich der Spannungsraumzeiger  $\underline{u}_s$  mit konstantem Betrag entlang einer Kreisbahn. Die Grundschwingung der Spannung entspricht

$$\hat{U}_s = |\underline{u}_s| \quad (\text{A.6})$$

Im Folgenden wird zur Vereinfachung statt des Raumzeigerbetrags  $|\underline{u}_s|$  der Radius  $r = \frac{|\underline{u}_s|}{U_{ZK}} = \frac{M}{2}$  verwendet.

Liegt die Kreisbahn des Spannungsraumzeigers außerhalb des Sechsecks, wird die Spannung in einzelnen Abschnitten auf den Aussteuerbereich begrenzt. Dadurch verringert sich die Grundschwingung der resultierenden Spannung gegenüber dem Sollwert. In Abb. A.1 ist dies für einen Aussteuergrad  $M = 1,24$  bzw. einen Radius von  $r = 0,62$  dargestellt.

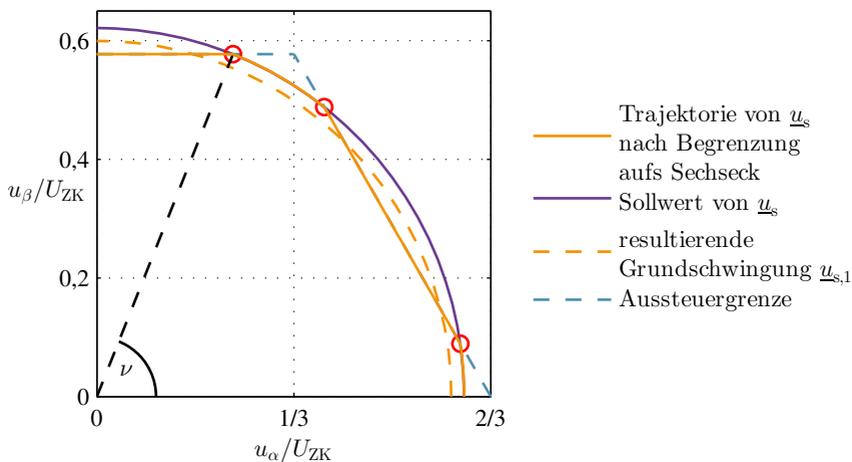


Abbildung A.1: Grundschwingung  $u_{s,1}$  nach Begrenzung aufs Sechseck

Um die resultierende Trajektorie des Spannungsraumzeigers berechnen zu können, werden zunächst die in Abb. A.1 mit roten Kreisen gekennzeichneten Schnittpunkte der Kreisbahn mit dem Sechseck bestimmt. Dabei muss lediglich

der Winkel eines der Schnittpunkt direkt berechnet werden, da sich die restlichen Schnittpunkte aus Symmetrieeigenschaften ergeben.

Der zum Schnittpunkt mit der oberen Gerade des Sechsecks zugehörige Winkel lautet:

$$r \sin v \stackrel{!}{=} \frac{1}{\sqrt{3}} \quad \Rightarrow \quad v(r) = \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{3}r}\right) \quad (\text{A.7})$$

Ein Schnittpunkt existiert nur für Werte  $r > 1/\sqrt{3}$ .

Abhängig vom Radius lässt sich anschließend die Trajektorie des auf den sechseckförmigen Aussteuerbereich begrenzten Spannungsraumzeigers abschnittsweise bestimmen. Durch anschließende Fourieranalyse wird daraus die Grundschwingung ermittelt. Aufgrund der Symmetrieeigenschaften reicht es aus, z.B. den Bereich  $\varphi_U \in [0, 2\pi]$  zu betrachten. Zudem muss nur eine der beiden Spannungsponenten ausgewertet werden, hier die Komponente  $u_\beta$ .

Die abschnittsweise Funktion für  $u_\beta$  im ersten Quadranten lautet

$$u_\beta(\varphi, r) = \begin{cases} r \cdot \sin \varphi & \text{für } 0 \leq \varphi < v(r) - \frac{\pi}{3} \\ \frac{2}{\sqrt{3} + \frac{3}{\tan(\varphi)}} & \text{für } v(r) - \frac{\pi}{3} \leq \varphi < \frac{2\pi}{3} - v(r) \\ r \cdot \sin \varphi & \text{für } \frac{2\pi}{3} - v(r) \leq \varphi < v(r) \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \text{für } v(r) \leq \varphi < \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

Daraus ergibt sich die Amplitude der Grundschwingung als Funktion des Radius zu

$$\begin{aligned} u_{\beta,1} &= \frac{2}{\pi/2} \left[ \int_0^{\pi/2} u_\beta(\varphi, r) \sin \varphi \, d\varphi \right] \\ &= \frac{2}{\pi/2} \left[ \int_0^{\arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{3}r}\right) - \frac{\pi}{3}} r \sin^2 \varphi \, d\varphi \right. \\ &\quad + \int_{\arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{3}r}\right) - \frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3} - \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{3}r}\right)} \frac{2 \sin \varphi}{\sqrt{3} + \frac{3}{\tan \varphi}} \, d\varphi \\ &\quad + \frac{2}{\pi/2} \int_{\frac{2\pi}{3} - \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{3}r}\right)}^{\arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{3}r}\right)} r \sin^2 \varphi \, d\varphi \\ &\quad \left. + \int_{\arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{3}r}\right)}^{\pi/2} \frac{1}{\sqrt{3}} \, d\varphi \right] \quad (\text{A.9}) \end{aligned}$$

Da das analytische Ergebnis des Integrals aus Gl. (A.9) sehr länglich ist, erfolgt die Berechnung für verschiedene diskrete Stützstellen des Radius  $r$  bzw. des Modulationsgrads  $M$ . Die Ergebnisse werden als eindimensionale Lookup-Tabelle im Code hinterlegt.

Bewegt sich der Spannungsraumzeiger genau entlang der Aussteuergerade, so ergibt sich der Fourierkoeffizient für die Grundschwingung zu

$$\begin{aligned} u_{\beta,VA,1} &= \frac{2}{\pi/2} \left[ \int_0^{\frac{\pi}{3}} \frac{2 \sin \varphi}{\sqrt{3} + \frac{3}{\tan \varphi}} d\varphi + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi/2} \frac{1}{\sqrt{3}} d\varphi \right] & (A.10) \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot \ln 3}{\pi} \end{aligned}$$

### A.3 Stromverzerrungseffektivwerte bei verschiedenen Modulationsverfahren

#### Injektion einer dritten Harmonischen

Schaltdauern der Freilaufzustände:

$$t_{7,\text{DritHarm}} = \frac{T_A}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left[ 1 - M \cos(\varphi_U + \gamma) + \frac{1}{4} M \cos(3\varphi_U + 3\gamma) \right] \quad (\text{A.11})$$

$$t_{8,\text{DritHarm}} = \frac{T_A}{2} - t_{7,\text{DritHarm}} - t_1 - t_2 \quad (\text{A.12})$$

Resultierender Stromüberschwingungseffektivwert:

$$\begin{aligned} \Delta I_{\text{DritHarm}}^2 = & \left( \frac{T_A}{2} \frac{U_{\text{ZK}}}{lL_d} M \right)^2 \cdot \left[ \frac{7}{1024} (1 + (l^2 - 1) \cos^2 \varphi_U) M^2 - \right. \\ & \frac{\sqrt{3}}{360\pi} (12 \cos^2 \varphi_U (l^2 - 1) + 11 - l^2) M + \\ & \left. \frac{1}{96} (1 + (l^2 - 1) \cos^2 \varphi_U) \right] \quad (\text{A.13}) \end{aligned}$$

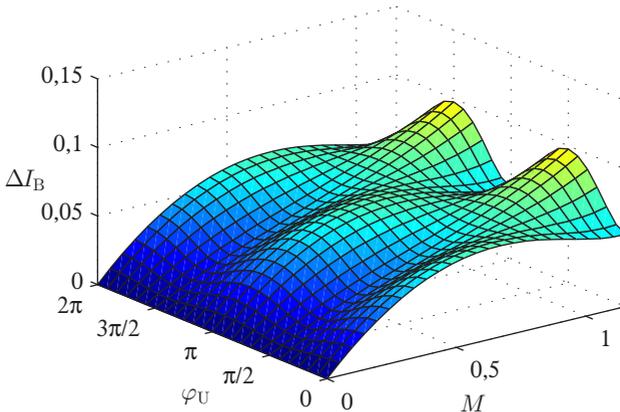


Abbildung A.2: Stromverzerrungen bei Injektion einer dritten Harmonischen

### Nacheilende Flattop Modulation

Bei der nacheilenden Flattop Modulation ist die Ausgangsphase 1 auf  $+U_{ZK}$  geklemmt solange sich der Spannungsraumzeiger  $u_s$  in Sektor I des Sechsecks befindet, wie in Abb. 3.11 zu sehen ist. Somit lauten die Schaltdauern der Freilaufzustände

$$t_{7,FTnach} = \frac{T_A}{2} - t_1 - t_2 \quad \text{und} \quad t_{8,FTnach} = 0. \quad (\text{A.14})$$

Der Stromoberschwingungseffektivwert ergibt sich zu

$$\begin{aligned} \Delta I_{FTnach}^2 = & \left( \frac{T_A}{2} \frac{U_{ZK}}{L L_d} M \right)^2 \cdot \\ & \left[ \left( \frac{(9\sqrt{3} + 24\pi)(1 + (l^2 - 1)\cos^2\varphi_U)}{1024\pi} - \frac{27(l^2 - 1)\cos\varphi_U \sin\varphi_U}{1024\pi} \right) M^2 - \right. \\ & \left. \left( \frac{\sqrt{3}((l^2 - 1)183\cos^2\varphi_U + 179 - 4l^2)}{1440\pi} - \frac{45(l^2 - 1)\cos\varphi_U \sin\varphi_U}{1440\pi} \right) M + \right. \\ & \left. \frac{1}{24} (1 + (l^2 - 1)\cos^2\varphi_U) \right]. \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

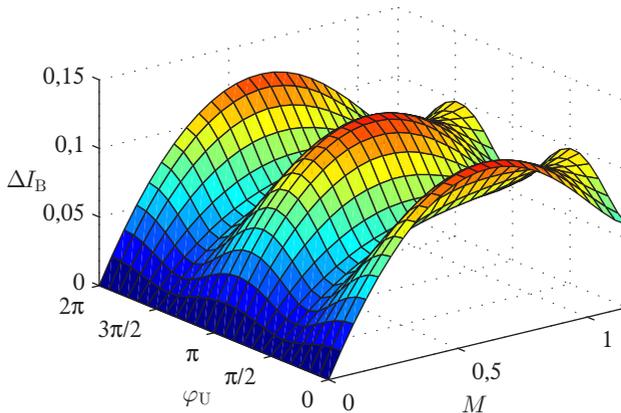


Abbildung A.3: Stromverzerrungen bei nacheilender Flattop Modulation

### Aufgeteilte Flattop Modulation

Bei der aufgeteilten Flattop Modulation ergeben sich die Freilaufdauern zu

$$t_{7,FT} = \begin{cases} 0 & \text{für } \gamma + \varphi_U \leq \frac{\pi}{6} \\ \frac{T_A}{2} - t_1 - t_2 & \text{für } \gamma + \varphi_U > \frac{\pi}{6} \end{cases}, \quad (\text{A.16})$$

$$t_{8,FT} = \begin{cases} \frac{T_A}{2} - t_1 - t_2 & \text{für } \gamma + \varphi_U \leq \frac{\pi}{6} \\ 0 & \text{für } \gamma + \varphi_U > \frac{\pi}{6} \end{cases}. \quad (\text{A.17})$$

Der Stromoberschwingungseffektivwert entspricht damit

$$\begin{aligned} \Delta I_{FT,Aufg}^2 &= \left( \frac{T_A}{2} \frac{U_{ZK}}{l L_d} M \right)^2 \cdot \\ &\left[ \left( \frac{(3\sqrt{3} + 6\pi)(1 + (l^2 - 1)\cos^2\varphi_U)}{256\pi} \right) M^2 - \right. \\ &\frac{(318\sqrt{3} - 225)(1 + (l^2 - 1)\cos^2\varphi_U) - 4\sqrt{3}(l^2 + 1)}{1440\pi} M + \\ &\left. \frac{1}{24}(1 + (l^2 - 1)\cos^2\varphi_U) \right]. \quad (\text{A.18}) \end{aligned}$$

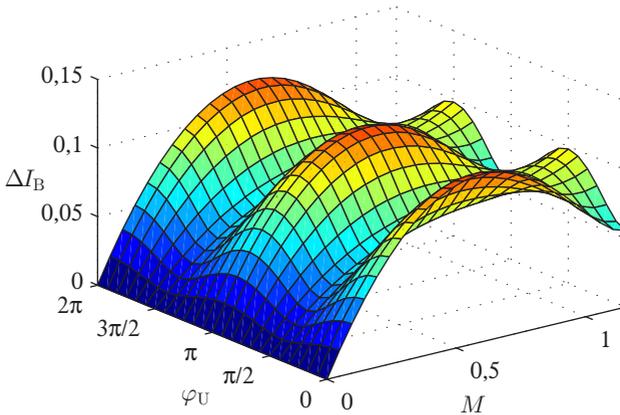


Abbildung A.4: Stromverzerrungen bei aufgeteilter Flattop Modulation

## A.4 Abkürzungsverzeichnis

|        |  |
|--------|--|
| A/D    | Analog zu Digital  |
| AC     | Wechselstrom (Alternating Current)   |
| AFE    | Aktiver Netzumrichter (Active Front End)   |
| ASM    | Asynchronmaschine  |
| D/A    | Digital zu Analog  |
| DC     | Gleichstrom (Direct Current)   |
| DSP    | Digitaler Signal Prozessor   |
| DTC    | Direct Torque Control  |
| ETI    | Elektrotechnisches Institut  |
| FEM    | Finite Element Methode   |
| FPGA   | Field Programmable Gate Array  |
| IGBT   | Insulated Gate Bipolar Transistor  |
| ISR    | Interrupt Service Routine  |
| IPMSM  | permanentmagneterregte Synchronmaschine mit eingebetteten Magneten (Interior Permanent Magnet Synchronous Machine) |
| KIT    | Karlsruher Institut für Technologie  |
| LOWESS | Locally Weighted Scatterplot Smoothing   |
| LUT    | Lookup-Tabelle   |
| MMPA   | Maximales Moment pro Ampere  |
| MMPV   | Maximales Moment pro Volt  |
| PSM    | Permanentmagneterregte Synchronmaschine  |
| PWM    | Pulsweitenmodulation   |
| PWR    | Pulswechselrichter   |
| THD    | Total Harmonic Distortion  |
| USB    | Universal Serial Bus   |

## A.5 Formelzeichenverzeichnis

|                                   |   |
|-----------------------------------|---|
| $\delta_D$                        | Relative Leitdauer einer Diode bezogen auf die Taktperiode                                  |
| $\delta_T$                        | Relative Leitdauer eines Transistors bezogen auf die Taktperiode                            |
| $\Delta\Theta$                    | Abstand der Stromsollwerte auf dem Kreisbogen   |
| $\gamma$                          | elektrischer Rotorpositionswinkel   |
| $\hat{U}_{\alpha,1}$              | Grundschwingungsamplitude der Spannungskomponente $u_\alpha$                                |
| $\hat{U}_{\beta,1}$               | Grundschwingungsamplitude der Spannungskomponente $u_\beta$                                 |
| $\hat{I}_L$                       | Amplitude des Ausgangsstroms eines Umrichterzweigs zur Last                                 |
| $\Omega$                          | mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors  |
| $\omega$                          | elektrische Winkelgeschwindigkeit des Rotors  |
| $\bar{i}_L$                       | Mittelwert des Ausgangsstroms eines halben Brückenzeigs                                     |
| $\psi_d$                          | Längskomponente des Flussverkettungsraumzeigers im rotierenden Koordinatensystem            |
| $\psi_q$                          | Querkomponente des Flussverkettungsraumzeigers im rotierenden Koordinatensystem             |
| $\psi_s$                          | Statorfluss   |
| $\Psi_{1,2,3}$                    | Flussverkettung eines Strangs   |
| $\Psi_{\text{ind}}^{-1}$          | Indizierungsgröße für Stromsollwerttabelle: Quotient aus Drehzahl und Zwischenkreisspannung |
| $\Psi_{\text{PM}}$                | Flussverkettung aufgrund der Permanentmagneten  |
| $a$                               | komplexer Dreher  |
| $\dot{i}_{d,q}$                   | Stromraumzeiger im rotierenden Koordinatensystem  |
| $\dot{i}_{\alpha,\beta}$          | Stromraumzeiger im stationären Koordinatensystem  |
| $\dot{u}_{d,q}$                   | Spannungsraumzeiger im rotierenden Koordinatensystem  |
| $\dot{u}_{s,VA,1}$                | Spannungsraumzeiger der Grundschwingung bei Vollaussteuerung                                |
| $\dot{u}_{\text{St},dq}$          | Steuerspannungsraumzeiger im rotierenden Koordinatensystem                                  |
| $\dot{u}_{\alpha,\beta}$          | Spannungsraumzeiger im stationären Koordinatensystem  |
| $\dot{u}_{\text{St},\alpha\beta}$ | Steuerspannungsraumzeiger im stationären Koordinatensystem                                  |
| $\dot{u}'_s$                      | gespiegelter Spannungsraumzeiger  |
| $\underline{\psi}_{d,q}$          | Flussverkettungsraumzeiger im rotierenden Koordinatensystem                                 |
| $\underline{\psi}_{\alpha,\beta}$ | Flussverkettungsraumzeiger im stationären Koordinatensystem                                 |
| $\varphi$                         | Lastphasenwinkel: Winkel zwischen Strom- und Spannungsraumzeiger                            |
| $\varphi_U$                       | Winkel des Spannungsraumzeigers   |
| $a$                               | Aussteuergrad   |
| $C_{\text{ZK}}$                   | Kapazität des Zwischenkreises   |
| $E_{\text{off}}$                  | Schaltverlustenergie beim Abschaltvorgang eines IGBTs                                       |

|                     |  |
|---------------------|--|
| $E_{\text{on}}$     | Schaltverlustenergie beim Einschaltvorgang eines IGBTs   |
| $E_{\text{rr}}$     | Ausschaltverlustenergie einer Diode  |
| $E_{\text{Schalt}}$ | Schaltverlustenergie eines halben Brückenzeigs   |
| $E_{1..6}$          | Eckpunkte des Sechsecks  |
| $i_0$               | Nullkomponente des Stroms  |
| $i_d$               | Stromkomponente in Längsrichtung   |
| $i_d^*$             | Sollwert für die $d$ -Stromkomponente  |
| $i_L$               | Ausgangsstrom eines Umrichterzeigs zur Last  |
| $i_q$               | Stromkomponente in Querrichtung  |
| $i_q^*$             | Sollwert für die $q$ -Stromkomponente  |
| $i_s$               | Statorstrom  |
| $i_{1,2,3}$         | Strangströme   |
| $i_{d,\text{FS}}$   | Sollwert für $i_d$ im Feldschwächbereich   |
| $i_{d,\text{MMPA}}$ | Sollwert für $i_d$ im MMPA-Bereich   |
| $i_{d,\text{MMPV}}$ | Sollwert für $i_d$ im MMPV-Bereich   |
| $I_{\text{KS}}$     | Dauerkurzschlussstrom  |
| $i_{L,\text{eff}}$  | Effektivwert des Ausgangsstroms eines halben Brückenzeigs  |
| $I_{\text{max}}$    | maximaler Effektivwert des Stroms  |
| $i_{q,\text{FS}}$   | Sollwert für $i_q$ im Feldschwächbereich   |
| $i_{q,\text{MMPA}}$ | Sollwert für $i_q$ im MMPA-Bereich   |
| $i_{q,\text{MMPV}}$ | Sollwert für $i_q$ im MMPV-Bereich   |
| $i_{s,\text{max}}$  | maximaler Statorstrom  |
| $k_{\text{AP}}$     | Proportionalitätsfaktor zur Abschätzung der Schaltverluste eines Halbleiters                         |
| $l$                 | Reluktanzfaktor (Verhältnis der Induktivitäten in Quer- und Längsrichtung)                           |
| $L_d$               | Sekanteninduktivität in Längsrichtung  |
| $L_q$               | Sekanteninduktivität in Querrichtung   |
| $L_{dd}$            | Differentielle Induktivität in Längsrichtung; Partielle Ableitung von $\psi_d$ in Richtung von $i_d$ |
| $L_{dq}$            | Partielle Ableitung von $\psi_d$ in Richtung von $i_q$   |
| $L_{qd}$            | Partielle Ableitung von $\psi_q$ in Richtung von $i_d$   |
| $L_{qq}$            | Differentielle Induktivität in Querrichtung; Partielle Ableitung von $\psi_q$ in Richtung von $i_q$  |
| $M$                 | Modulationsgrad  |
| $M_i$               | inneres Drehmoment   |
| $n_i$               | Anzahl Stützstellen  |
| $n_{\text{eck}}$    | Eckdrehzahl  |
| $p$                 | Polpaarzahl  |

|              |   |
|--------------|---|
| $P_P$        | Schaltverluste eines halben Brückenzeigs  |
| $P_{F,ges}$  | Gesamte Durchlassverluste des Wechselrichters                                       |
| $P_F$        | Durchlassverluste eines Halbleiters   |
| $P_{P,ges}$  | Schaltverluste des Wechselrichters innerhalb einer Grundschnwingungsperiode         |
| $R_s$        | Strangwiderstand  |
| $r_{CE}$     | Differentieller Widerstand eines Leistungshalbleiters                               |
| $S_{1..6}$   | Geradenabschnitte des Sechsecks   |
| $t$          | Zeit  |
| $t_L$        | Signallaufzeit  |
| $t_{Min}$    | Mindesteinschaltzeit der Leistungshalbleiter  |
| $t_{Schalt}$ | Schaltzeitpunkt   |
| $t_V$        | Verriegelungszeit eines Brückenzeigs  |
| $u_0$        | Nullkomponente der Spannung   |
| $u_d$        | Längskomponente des Spannungsraumzeigers im rotierenden Koordinatensystem           |
| $u_q$        | Querkomponente des Spannungsraumzeigers im rotierenden Koordinatensystem            |
| $u_s$        | Statorspannung  |
| $u_{1,2,3}$  | Strangspannungen  |
| $U_{CE0}$    | Schwellenspannung eines Halbleiters   |
| $U_N$        | Nennspannung (Effektivwert)   |
| $u_{ref}$    | Referenzwert für die Pulsbreitenmodulation  |
| $U_{ZK}$     | Zwischenkreisspannung   |
| $u_\alpha$   | Realteil des Spannungsraumzeigers im stationären Koordinatensystem                  |
| $u'_\alpha$  | gespiegelter Realteil des Spannungsraumzeigers im stationären Koordinatensystem     |
| $u_\beta$    | Imaginärteil des Spannungsraumzeigers im stationären Koordinatensystem              |
| $u'_\beta$   | gespiegelter Imaginärteil des Spannungsraumzeigers im stationären Koordinatensystem |

## A.6 Abbildungsverzeichnis

|      |   |    |
|------|---|----|
| 1.1  | Verschiedene Rotorbauformen von permanentmagneterregten Synchronmaschinen . . . . .                   | 3  |
| 1.2  | Kaskadierte Regelung eines Antriebs mit permanentmagneterregter Synchronmaschine . . . . .            | 4  |
| 1.3  | Struktur zur Ermittlung der Sollwerte $i_d^*$ und $i_q^*$ mit übergeordnetem Drehzahlregler . . . . . | 5  |
| 1.4  | Behandelte Themen des Antriebssystems einer IPMSM und deren Kapitelzuordnung . . . . .                | 11 |
| 2.1  | Ersatzschaltbild einer dreiphasigen Wicklung . . . . .  | 14 |
| 2.2  | Stator- und rotororientiertes Koordinatensystem . . . . .   | 16 |
| 2.3  | Transformation des Stromraumzeigers vom stator- ins rotorfeste Koordinatensystem . . . . .            | 16 |
| 2.4  | Gemeinsame Flusspfade im Statorjoch für $d$ - und $q$ -Fluss . . . . .                                | 18 |
| 2.5  | Unterschied zwischen Sekanteninduktivität und differentieller Induktivität . . . . .                  | 20 |
| 2.6  | Berechnete Stromortskurven für IPMSM . . . . .  | 26 |
| 3.1  | Maschinensatz mit Kühlsystem . . . . .  | 31 |
| 3.2  | Prüfstands Aufbau: Leistungselektronik . . . . .  | 32 |
| 3.3  | Signalverarbeitung zur Prüfstandssteuerung . . . . .  | 34 |
| 3.4  | Überabtastung mit der A/D-Karte. . . . .  | 36 |
| 3.5  | Pulswechselrichter mit dreiphasiger induktiver Last und Gegenspannung . . . . .                       | 40 |
| 3.6  | Schaltzustände und Aussteuerbereich der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung . . . . .           | 41 |
| 3.7  | Ermittlung der Schaltzeitpunkte mit dem Unterschwingungsverfahren . . . . .                           | 42 |
| 3.8  | Nullkomponente und Referenzkurve bei Injektion einer dritten Harmonischen . . . . .                   | 44 |
| 3.9  | Nullkomponente und Referenzkurve bei Supersinus Modulation . . . . .                                  | 45 |
| 3.10 | Nullkomponente und Referenzkurve bei der symmetrischen Flattop Modulation . . . . .                   | 46 |
| 3.11 | Nullkomponente und Referenzkurve bei der nacheilenden Flattop Modulation . . . . .                    | 47 |
| 3.12 | Nullkomponente und Referenzkurve bei der aufgeteilten Flattop Modulation . . . . .                    | 48 |

|      |   |    |
|------|---|----|
| 3.13 | Nullkomponente und Referenzkurve bei der Flattop Modulation mit Nachführung nach dem Strommaximum . . . . .                                       | 49 |
| 3.14 | Von der Stromrichtung abhängige Ausgangsspannung eines Brückenzeigs während der Verriegelungszeit . . . . .                                       | 50 |
| 3.15 | Kompensation von Verriegelungszeit $t_V$ und Signallaufzeit $t_L$ bei der Ansteuerung der Transistoren eines Brückenzeigs. . . . .                | 51 |
| 3.16 | Auswirkung von Mindesteinschalt- und Verriegelungszeit auf den minimalen und maximalen Aussteuergrad eines Brückenzeigs . . .                     | 52 |
| 3.17 | Qualitative Darstellung des Bereichs der erreichbaren Spannungsraumzeiger unter Beachtung der Mindesteinschalt- und Verriegelungszeiten . . . . . | 53 |
| 4.1  | Messpunkte in der $d,q$ -Ebene für die Kennfeldmessung . . . . .  | 58 |
| 4.2  | Ablaufdiagramm der automatisierten Kennfeldmessung . . . . .  | 60 |
| 4.3  | Flussverkettung $\psi_d$ . . . . .  | 61 |
| 4.4  | Flussverkettung $\psi_q$ . . . . .  | 62 |
| 4.5  | Gemessene Stromortskurven der IPMSM . . . . .   | 63 |
| 5.1  | Tabelleninhalt des Sollstroms $i_d^*$ für alle erreichbaren Betriebspunkte  | 67 |
| 5.2  | Ablaufdiagramm des iterativen Algorithmus zur Berechnung der Stromsollwerte für die Grenzkennlinie . . . . .                                      | 68 |
| 5.3  | Sollwerte $i_d^*$ und $i_q^*$ für maximales Drehmoment . . . . .  | 70 |
| 5.4  | Sollströme für maximales Drehmoment in der $d,q$ -Ebene . . . . .   | 70 |
| 5.5  | Inhalt der LUT mit Stromsollwerten für $i_d$ . . . . .  | 71 |
| 5.6  | Inhalt der LUT mit Stromsollwerten für $i_q$ . . . . .  | 72 |
| 5.7  | Einbindung eines überlagerten Reglers für den Betrieb an der Spannungsgrenze . . . . .  | 74 |
| 5.8  | Signalfussplan des überlagerten Reglers für den Betrieb an der Spannungsgrenze . . . . .  | 75 |
| 5.9  | Kennfelder der differentiellen Induktivitäten zur Modellparametrierung . . . . .  | 76 |
| 5.10 | Langsame Änderung des Drehmomentsollwerts von $M^* = -125$ Nm auf $M^* = 125$ Nm bei $n = 1000$ /min und $U_{ZK} = 300$ V (Simulation) . . . . .  | 78 |
| 5.11 | Rampenförmige Drehzahländerung mit $M^* = 60$ Nm und $U_{ZK} = 300$ V (Simulation) . . . . .  | 80 |
| 5.12 | Rampenförmige Drehzahländerung mit $M^* = 100$ Nm und $U_{ZK} = 300$ V (Simulation) . . . . .   | 82 |

|      |  |     |
|------|--|-----|
| 5.13 | Rampenförmige Drehzahländerung mit $M^* = 100 \text{ Nm}$ und $U_{\text{ZK}} = 400 \text{ V}$ (Simulation) . . . . .                                     | 84  |
| 5.14 | Langsame Änderung des Drehmomentsollwerts von $M^* = -125 \text{ Nm}$ auf $M^* = 125 \text{ Nm}$ bei $n = 1000 / \text{min}$ . . . . .                   | 86  |
| 5.15 | Rampenförmige Drehzahländerung mit $M^* = 60 \text{ Nm}$ und $U_{\text{ZK}} = 300 \text{ V}$ . . . . .   | 88  |
| 5.16 | Ausschnitt der Zeitverläufe der Stranggrößen bei rampenförmiger Drehzahländerung mit $M^* = 60 \text{ Nm}$ und $U_{\text{ZK}} = 300 \text{ V}$ . . . . . | 89  |
| 5.17 | Rampenförmige Drehzahländerung mit $M^* = 100 \text{ Nm}$ und $U_{\text{ZK}} = 300 \text{ V}$ . . . . .  | 91  |
| 5.18 | Rampenförmige Drehzahländerung mit $M^* = 100 \text{ Nm}$ und $U_{\text{ZK}} = 400 \text{ V}$ . . . . .  | 92  |
| 6.1  | Signalfussplan der klassischen rotororientierten Regelung . . . . .  | 95  |
| 6.2  | Zeitliche Abfolge der diskreten Regelung zum Einprägen eines Stroms $i^*$ . . . . .  | 97  |
| 6.3  | Signalfussplan des mit Zustandsraummethodiken entworfenen Reglers für eine Stromkomponente . . . . .   | 100 |
| 6.4  | Stromanstieg in einer Spule mit Sättigungscharakteristik, angenähert durch Geradenabschnitte . . . . .   | 103 |
| 6.5  | Ermittlung der effektiven Induktivität aus der Flusskennlinie am Beispiel von $\psi_q$ . . . . .   | 105 |
| 6.6  | PI-Stromregler mit Parameternachführung . . . . .  | 106 |
| 6.7  | Gegenspannung während eines Stromanstiegs . . . . .  | 108 |
| 6.8  | Flussprädiktion und Entkopplung . . . . .  | 110 |
| 6.9  | Rücktransformation bei Begrenzung mit dynamischer Übermodulation . . . . .   | 111 |
| 6.10 | Zusammensetzung der Arbeitspunktspannung bei negativem $i_d$ und positivem $i_q$ . . . . .   | 112 |
| 6.11 | Lineare Begrenzung der Statorspannung . . . . .  | 112 |
| 6.12 | Spiegelung des Spannungsraumzeigers in den ersten Quadranten . . . . .   | 113 |
| 6.13 | Begrenzung des dynamischen Anteils der Statorspannung. . . . .   | 115 |
| 6.14 | Spiegelung der Spannungsraumzeiger für die Begrenzung des dynamischen Spannungsanteils. . . . .  | 116 |
| 6.15 | Begrenzung der Statorspannung auf das Sechseck mit Vorzugsrichtung . . . . .   | 119 |
| 6.16 | Korrigierte Gegenspannung nach Spannungsbegrenzung . . . . .   | 121 |
| 6.17 | Signalfussplan des PI-Reglers für eine Stromkomponente unter Berücksichtigung der korrigierten Führungsgrößen . . . . .                                  | 121 |

|      |   |     |
|------|---|-----|
| 6.18 | Signalflussplan der modifizierten rotororientierten Stromregelung für Maschinen mit Sättigungseigenschaften . . . . .                               | 123 |
| 6.19 | Flussverkettung $\psi_d$ der <i>Brusa HSM6.17.12</i> . . . . .  | 124 |
| 6.20 | Flussverkettung $\psi_q$ der <i>Brusa HSM6.17.12</i> . . . . .  | 125 |
| 6.21 | Zeitverläufe von Strom- und Spannungskomponenten bei sprungförmigen Änderungen einer der beiden Stromkomponenten mit PI-Stromregler . . . . .       | 126 |
| 6.22 | Zeitverläufe von Strom- und Spannungskomponenten bei sprungförmigen Änderungen einer der beiden Stromkomponenten mit Deadbeat-Stromregler . . . . . | 127 |
| 6.23 | Zeitverläufe von Strom- und Spannungskomponenten bei sprungförmigen Änderungen des Drehmomentsollwerts mit Deadbeat-Stromregler . . . . .           | 129 |
| 6.24 | Drehmomentsprung mit linearer Spannungsbegrenzung . . . . .   | 130 |
| 6.25 | Drehmomentsprung mit Begrenzung des dynamischen Anteils der Spannung . . . . .  | 131 |
| 6.26 | Drehmomentsprung mit Spannungsbegrenzung mit Vorzugsrichtung  | 132 |
| 6.27 | Drehmomentumkehr mit linearer Spannungsbegrenzung . . . . .   | 133 |
| 6.28 | Drehmomentumkehr mit Begrenzung des dynamischen Anteils der Spannung . . . . .  | 134 |
| 6.29 | Drehmomentumkehr mit Spannungsbegrenzung mit Vorzugsrichtung  | 135 |
| 6.30 | Resultierender Zeitverlauf des Drehmoments für alle drei Begrenzungsvarianten . . . . .   | 135 |
| 6.31 | Zeitverläufe bei sprungförmigen Änderungen der Stromkomponenten mit PI-Regler . . . . .   | 137 |
| 6.32 | Zeitverläufe bei sprungförmigen Änderungen der Stromkomponenten mit Deadbeat-Stromregler . . . . .  | 138 |
| 6.33 | Drehmomentsprung mit dynamischer Übermodulation . . . . .   | 139 |
| 6.34 | Drehmomentumkehr mit dynamischer Übermodulation . . . . .   | 139 |
| 6.35 | Resultierende Zeitverläufe des Drehmoments bei dynamischer Übermodulation . . . . .   | 140 |
| 7.1  | Drehmomentsprung aus dem Leerlauf auf Maximalmoment bei einer Drehzahl von $n = 5000$ /min . . . . .  | 145 |
| 7.2  | Drehmomentsprung während des Betriebs an der Spannungsgrenze bei einer Drehzahl von $n = 7000$ /min . . . . .                                       | 148 |
| 7.3  | Drehmomentumkehr während des Betriebs an der Spannungsgrenze bei einer Drehzahl von $n = 7000$ /min . . . . .                                       | 149 |

|      |  |     |
|------|--|-----|
| 7.4  | Einbruch der Zwischenkreisspannung während des Betriebs an der Spannungsgrenze mit $n = 8000$ /min und $M^* = 80$ Nm . . . . .   | 151 |
| 7.5  | Einbruch der Zwischenkreisspannung während des Betriebs an der Spannungsgrenze mit $n = 5000$ /min und $M^* = -120$ Nm . . . . .   | 153 |
| 7.6  | Angenäherte Vorwärtskennlinie eines Leistungshalbleiters . . . . .   | 155 |
| 7.7  | Verschiedene Lastphasenwinkel bei der Abschätzung der Schaltverluste . . . . .   | 160 |
| 7.8  | Abhängigkeit der Schaltverlustleistung eines halben Brückenzeigs vom Lastphasenwinkel $\varphi$ bei verschiedenen Modulationsverfahren . . . . .                                     | 163 |
| 7.9  | Sektor I des Aussteuerbereichs . . . . .   | 166 |
| 7.10 | Stromverzerrungen beim Unterschwingungsverfahren . . . . .   | 169 |
| 7.11 | Stromverzerrungen in einer Maschine mit $L_d = L_q$ für verschiedene Modulationsverfahren . . . . .  | 170 |
| 7.12 | Stromverzerrungen bei Supersinus Modulation . . . . .  | 172 |
| 7.13 | Stromverzerrungen bei symmetrischer Flattop Modulation . . . . .   | 173 |
| 7.14 | Stromverzerrungen in einer Maschine mit $L_d = L_q/2$ für verschiedene Modulationsverfahren bei konstanter Taktperiode . . . . .   | 174 |
| 7.15 | Stromverzerrungen in der untersuchten IPMSM bei einem Drehmoment von 60 Nm für Supersinus und Flattop Modulation. Analytische Werte und Simulationsergebnisse. . . . .               | 175 |
| 7.16 | Gemessener Gesamtwirkungsgrad bei kontinuierlichen Modulationsverfahren . . . . .  | 177 |
| 7.17 | Gemessener Gesamtwirkungsgrad bei diskontinuierlichen Modulationsverfahren . . . . .   | 178 |
| 7.18 | Gemessene Gesamtverlustleistungen von Stromrichter und Maschine für vier verschiedene Modulationsverfahren bei $M^* = 60$ Nm und $M^* = 100$ Nm . . . . .                            | 179 |
| 7.19 | Gemessene Verlustleistungen von Stromrichter und Maschine für vier verschiedene Modulationsverfahren bei $M^* = 60$ Nm und $M^* = 100$ Nm . . . . .                                  | 180 |
| 7.20 | Gemessene Verlustleistungen des Stromrichters für vier verschiedene Modulationsverfahren bei $M^* = 60$ Nm und $M^* = 100$ Nm, aufgeteilt in Durchlass- und Schaltverluste . . . . . | 181 |
| 7.21 | Gemessene Verlustleistungen der IPMSM für vier verschiedene Modulationsverfahren bei $M^* = 60$ Nm und $M^* = 100$ Nm, aufgeteilt in ohmsche Verluste und übrige Verluste . . . . .  | 182 |
| 7.22 | Gemessener THD der IPMSM für Supersinus und symmetrische Flattop Modulation bei $M^* = 60$ Nm . . . . .  | 183 |

|      |   |     |
|------|---|-----|
| 7.23 | Raumzeigertrajektorien für sinusförmige und Vollaussteuerung . . .  | 184 |
| 7.24 | Zeitverlauf der Spannungskomponenten bei Vollaussteuerung . . . .   | 185 |
| 7.25 | Zweistufige Begrenzung für Vollaussteuerung . . . . .   | 187 |
| 7.26 | Nichtlineares Verhalten der Begrenzung auf den<br>sechseckförmigen Aussteuerbereich . . . . .   | 188 |
| 7.27 | Vergleich des Betriebs bei sinusförmiger Maschinenspannung<br>und Vollaussteuerung . . . . .  | 190 |
| 7.28 | Diskrete Abtastwerte des Spannungsraumzeigers für sinusförmige<br>und Vollaussteuerung bei $n = 6250$ /min und $M^* = 60$ Nm. . . . . | 192 |
| 7.29 | Grenzkennlinie und Maximalleistung bei $U_{ZK} = 405$ V . . . . .   | 193 |
| A.1  | Grundschiwingung der Spannung nach Begrenzung aufs Sechseck . .   | 201 |
| A.2  | Stromverzerrungen bei Injektion einer dritten Harmonischen . . . .  | 204 |
| A.3  | Stromverzerrungen bei nachteiliger Flattop Modulation . . . . .   | 205 |
| A.4  | Stromverzerrungen bei aufgeteilter Flattop Modulation . . . . .   | 206 |

## A.7 Tabellenverzeichnis

|     |   |     |
|-----|---|-----|
| 3.1 | Typenschildangaben der verwendeten Maschinen . . . . .  | 30  |
| 6.1 | Logiktablelle zur Auswahl der Schnittgeraden . . . . .  | 117 |
| 6.2 | Gesamte Rechendauer der Interrupt Service Routine im DSP bei<br>verschiedenen Varianten der Spannungsbegrenzung . . . . . | 141 |

## A.8 Literatur

### Quellen mit eigenen Beiträgen

- [E1] T. GEMASSMER und H. SPÄTH. „Stromzustandsregelung für permanentmagneterregte Synchronmaschinen mit Reluktanz“. Projektbericht (nicht veröffentlicht). 2011.
- [E2] T. GEMASSMER, J. RICHTER, M. SCHNARRENBERGER und M. BRAUN. „High Dynamic Rotor Oriented Current Control for Permanent Magnet Synchronous Machines with Saturation Characteristics“. In: *PCIM Europe*. 2014.
- [E3] J. RICHTER, T. GEMASSMER und M. DOPPELBAUER. „Predictive current control of saturated cross-coupled permanent magnet synchronous machines“. In: *SPEEDAM 2014*. 2014, S. 823–828.
- [E4] T. GEMASSMER und M. BRAUN. „Analysis of current harmonics in inverter-driven interior permanent magnet synchronous machines“. In: *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*. 2013, S. 1–10.
- [E5] T. GEMASSMER, M. SCHNARRENBERGER, H. SPÄTH und M. BRAUN. „Simple Strategy of Overmodulation in Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines for Improving Efficiency in Automotive Applications“. In: *PCIM Europe*. Mai 2013, S. 231–238.
- [E6] T. GEMASSMER, J. RICHTER und M. BRAUN. „Dynamic overmodulation for highly dynamic current control of IPMSM with saturation characteristics“. In: *SPEEDAM 2014*. 2014, S. 835–840.
- [E7] T. GEMASSMER und H. SPÄTH. „Regelplattform für permanentmagneterregte Synchronmaschinen“. Projektbericht (nicht veröffentlicht). 2012.
- [E8] T. GEMASSMER und H. SPÄTH. „Untersuchung verschiedener Modulationsverfahren“. Projektbericht (nicht veröffentlicht). 2011.

## **Betreute studentische Arbeiten im Rahmen der Dissertation**

- [S1] S. DECKER. „Verlustoptimaler Betrieb einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit Reluktanz“. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2012.
- [S2] M. WOLF. „Elektronisch geregeltes Rückkühlsystem für eine flüssigkeitsgekühlte Synchronmaschine“. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2010.
- [S3] R. ROTH. „Kalorimetrische Messungen mit einem Rückkühlsystem für permanentmagneterregte Synchronmaschinen“. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2012.
- [S4] J. BRAUN. „Betrieb einer permanentmagneterregten Synchronmaschine an der Spannungsgrenze“. Diplomarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2011.
- [S5] M. S. ZAMIT. „Entwurf und Simulation der Regelung eines elektrischen Antriebssystems mit Matlab/Simulink“. Studienarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2010.
- [S6] M. S. ZAMIT. „Entwurf der Steuerung eines Motorenprüfstandes mit Matlab-Simulink und Untersuchung verschiedener Modulationsverfahren“. Diplomarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2011.
- [S7] M. NOPHUT. „Modellbasierte Entwicklung der Software zur Steuerung eines Maschinenprüfstands mit Matlab/Simulink“. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2012.
- [S8] P. WINZER. „Inbetriebnahme eines Stromrichters für einen Motorenprüfstand“. Studienarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2010.
- [S9] H. KIMMERLE. „Regelung der Asynchronmaschine und der permanentmagneterregten Synchronmaschine (PSM) eines Prüfstands und Messung von Grenzkennlinien der PSM“. Diplomarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2010.
- [S10] J. THOMA. „Entwurf und Aufbau einer universellen Drehgeberauswertung“. Studienarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2011.

- [S11] M. P. SCHNARRENBERGER. „Optimierung der rotororientierten Regelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für den Betrieb der Spannungsgrenze“. MA. Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2012.

## Datenblätter und Applikationshinweise

- [D1] *Drehstromasynchronmotoren mit Kurzschlußläufer - Type UHMD 162.2-2*. AKH Antriebstechnik KATT Hessen GmbH. Hessen, 2010.
- [D2] *SKiiP 513GD122-3DUL*. SEMIKRON Elektronik GmbH & Co. KG. Sigmundstr. 200, 90431 Nürnberg, Deutschland, Nürnberg, 2007.
- [D3] *T10FS Drehmoment-Messflansch*. Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH. Sennwald, 2008.
- [D4] *Wide Band Power Analyzer System NORMA D 6000*. Handbuch. LEM Norma GmbH. Palmerstraße 2, Wiener Neudorf, 2002.
- [D5] *Applikationshinweise SkiiP*. SEMIKRON Elektronik GmbH & Co. KG. Sigmundstr. 200, 90431 Nürnberg, Deutschland, Nürnberg, 2004.
- [D6] *HSM1-6.17.12. 95kW Hybrid Synchronous Motor*. Datenblatt. BRUSA Elektronik AG.

## Fremdliteratur

- [1] P. HOFMANN. *Hybridfahrzeuge*. Vienna, 2010.
- [2] M. KEICHEL. *Das Elektroauto : Mobilität im Umbruch*. Hrsg. von O. SCHWEDES. Wiesbaden, 2013.
- [3] A. KAMPKER. *Elektromobilität : Grundlagen einer Zukunftstechnologie*. Hrsg. von D. VALLÉE und A. SCHNETTLER. Berlin, Heidelberg, 2013.
- [4] *Elektrofahrzeuge. Bedeutung, Stand der Technik, Handlungsbedarf*. VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V., Stresemannallee 15, 60596 Frankfurt a.M., Apr. 2010.
- [5] C. ACKERMANN. „Optimale Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Nutzung des Reluktanzmoments“. Diss. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2014.
- [6] C. ACKERMANN und H. SPÄTH. „Betriebliche Nutzung eines Reluktanzmoments bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen“. In: *Internationaler ETG-Kongress 2011, Würzburg, November 2011*. 2011.
- [7] D. SCHRÖDER. *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. 4. Aufl. Bd. 1. Springer, 2009.
- [8] G. MÜLLER und B. PONICK. *Elektrische Maschinen*. 9., völlig neu bearb. Aufl., [Neuauf.] Bd. 1: Grundlagen elektrischer Maschinen. Weinheim: Wiley-VCH, 2006. ISBN: 3-527-40524-0; 978-3-527-40524-4.
- [9] H. SPÄTH. *Elektrische Maschinen : Eine Einführung in die Theorie des Betriebsverhaltens*. Hochschultext. Berlin [u.a.]: Springer, 1973. ISBN: 3-540-06349-8; 0-387-06349-8.
- [10] W. PETERS, O. WALLSCHEID und J. BÖCKER. „A precise open-loop torque control for an interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) considering iron losses“. In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 2012, S. 2877–2882.
- [11] U. NUSS. *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*. 1. Auflage. VDE Verlag GMBH, 2010.
- [12] N. P. QUANG und J.-A. DITTRICH. *Praxis der feldorientierten Drehstromantriebsregelungen*. expert Verlag, 1999.

- 
- [13] J. LEE, K. NAM, S. CHOI und S. KWON. „Loss Minimizing Control of PMSM with the Use of Polynomial Approximations“. In: *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. 2008, S. 1–9.
- [14] D. POHLENZ und J. BÖCKER. „Efficiency improvement of an IPMSM using Maximum Efficiency operating strategy“. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*. 2010, T5–15–T5–19.
- [15] D. SCHRÖDER. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. 3. Aufl. Bd. 1. Springer, 2009.
- [16] S. MORIMOTO, M. SANADA und Y. TAKEDA. „Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 30.4 (1994), S. 920–926. ISSN: 0093-9994.
- [17] M. MEYER und J. BÖCKER. „Optimum Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors (IPMSM) in Constant Torque and Flux Weakening Range“. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*. Aug. 2006, S. 282–286.
- [18] J.-M. KIM und S.-K. SUL. „Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 33.1 (1997), S. 43–48. ISSN: 0093-9994.
- [19] H. KIM, J. HARTWIG und R. LORENZ. „Using on-line parameter estimation to improve efficiency of IPM machine drives“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*. Bd. 2. 2002, 815–820 vol.2.
- [20] B.-H. BAE, N. PATEL, S. SCHULZ und S.-K. SUL. „New field weakening technique for high saliency interior permanent magnet motor“. In: *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*. Bd. 2. 2003, 898–905 vol.2.
- [21] A. CONSOLI, G. SCARCELLA, G. SCELBA und A. TESTA. „Steady-State and Transient Operation of IPMSMs Under Maximum-Torque-per-Ampere Control“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 46.1 (2010), S. 121–129. ISSN: 0093-9994.

- [22] B. CHENG und T. TESCH. „Torque Feedforward Control Technique for Permanent-Magnet Synchronous Motors“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57.3 (2010), S. 969–974. ISSN: 0278-0046.
- [23] R. LENKE, R. DE DONCKER, M.-S. KWAK, T.-S. KWON und S.-K. SUL. „Field Weakening Control of Interior Permanent Magnet Machine using Improved Current Interpolation Technique“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. Juni 2006, S. 1–5.
- [24] T. SCHOENEN, A. KRINGS, D. van TREEK und R. DE DONCKER. „Maximum DC-link voltage utilization for optimal operation of IPMSM“. In: *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*. 2009, S. 1547–1550.
- [25] F. MINK, J. LUTZ, A. BÄHR und S. BEINEKE. „Drehmomentoptimale Regelung von PM-Motoren mit vergrabenen Magneten durch einen industriellen Servoregler“. In: *SPS/IPC/Drives*. 2009, S. 485–493.
- [26] M. MEYER. „Wirkungsgradoptimierte Regelung hoch ausgenutzter Permanentmagnet-Synchronmaschinen im Antriebsstrang von Automobilen“. Diss. Universität Paderborn, 2010.
- [27] Z. ZHU, Y. CHEN und D. HOWE. „Online optimal flux-weakening control of permanent-magnet brushless AC drives“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 36.6 (Nov. 2000), S. 1661–1668. ISSN: 0093-9994.
- [28] S. BOLOGNANI, L. SGARBOSSA und M. ZORDAN. „Self-tuning of MTPA current vector generation scheme in IPM synchronous motor drives“. In: *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*. Sep. 2007, S. 1–10.
- [29] S. KIM, Y.-D. YOON, S.-K. SUL und K. IDE. „Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of an IPM Machine Based on Signal Injection Considering Inductance Saturation“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.1 (2013), S. 488–497. ISSN: 0885-8993.
- [30] Y. A.-R. I. MOHAMED und T. LEE. „Adaptive self-tuning MTPA vector controller for IPMSM drive system“. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 21.3 (Sep. 2006), S. 636–644. ISSN: 0885-8969.
- [31] S. BEINEKE, A. BÄHR, F. MINK und R. NALEPA. „Regelung von Synchronmotoren mit Kompensation von Sättigungseffekten“. In: *SPS/IPC/Drives*. 2008, S. 65–74.

- [32] B. STUMBERGER, G. STUMBERGER, D. DOLINAR, A. HAMLER und M. TRLEP. „Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 39.5 (Sep. 2003), S. 1264–1271. ISSN: 0093-9994.
- [33] F. MINK. „Modellierung und hochdynamische Stromregelung von PM-Synchronmaschinen unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten“. Diss. TU Darmstadt, 2013.
- [34] S. KELLNER, S. EBERSBERGER und B. PIEPENBREIER. „PMSM d,q-Reference Frame Model using Absolute and Differential Inductance Surfaces“. In: *Power Conversion Intelligent Motion (PCIM Europe)*. Mai 2011, S. 953–958. ISBN: 978-3-8007-3344-6.
- [35] J. WEIGEL und P. MUTSCHLER. „Modelling and control of a permanent magnet linear synchronous motor featuring unbalance and saturation including cross-saturation“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*. Bd. 3. 2004, 2204–2210 Vol.3.
- [36] R. STEVENSON. „The role of coenergy and the development of a comprehensive analytical model for a PM motor“. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE*. Sep. 2009, S. 275–282.
- [37] U. NUSS und A. ROOT. *Benötigt ein pulsweitenmoduliert betriebener Drehstromantrieb einen Stromzustandsregler?* Techn. Ber. 8. Technischer Bericht. Hochschule für Technik, Wirtschaft und Medien Offenburg, Okt. 2012.
- [38] M. UDDIN, T. RADWAN, G. H. GEORGE und M. AZIZUR RAHMAN. „Performance of current controllers for VSI-fed IPMSM drive“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 36.6 (2000), S. 1531–1538. ISSN: 0093-9994.
- [39] S. MATSUTANI, T. ZANMA, Y. SUMIYOSHI, M. ISHIDA, A IMURA und M. FUJITSUNA. „Optimal control of PMSMs using model predictive control with integrator“. In: *ICCAS-SICE, 2009*. Aug. 2009, S. 4847–4852.
- [40] M. KADOTA, S. LERDUDOMSAK, S. DOKI und S. OKUMA. „A Novel Current Control System of IPMSM Operating at High Speed based on Model Predictive Control“. In: *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07*. Apr. 2007, S. 1315–1319.

- [41] F. BECKER. „Ein neues adaptives Verfahren zur hochdynamischen Stromregelung“. Diss. Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2011.
- [42] A. LISKE, P. HOFMEIER und M. BRAUN. „Extended straightforward current control for permanent magnet synchronous machines“. In: *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on.* 2013, S. 1–10.
- [43] M. OETTMEIER, C. HEISING, V. STAUDT und A. STEIMEL. „Stator-flux-oriented control of PMSM with highly-dynamic field-weakening operation“. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE.* 2010, S. 1–5.
- [44] M. OETTMEIER, C. HEISING, J. FANG, V. STAUDT und A. STEIMEL. „Stator-Flux-Orientated Control of Anisotrop PMSM“. In: *PCIM Europe.* 2011.
- [45] J. S. LEE, C.-H. CHOI, J.-K. SEOK und R. LORENZ. „Deadbeat direct torque and flux control of interior permanent magnet machines with discrete time stator current and stator flux linkage observer“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE.* Sep. 2009, S. 2504–2511.
- [46] C.-H. CHOI, J.-K. SEOK und R. LORENZ. „Deadbeat-direct torque and flux control for interior PM synchronous motors operating at voltage and current limits“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE.* Sep. 2011, S. 371–376.
- [47] M. RAHMAN, L. ZHONG und K. W. LIM. „A direct torque-controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field weakening“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 34.6 (Nov. 1998), S. 1246–1253. ISSN: 0093-9994.
- [48] R. DUTTA und M. RAHMAN. „A Comparative Analysis of Two Test Methods of Measuring d - and q -Axes Inductances of Interior Permanent-Magnet Machine“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 42.11 (2006), S. 3712–3718. ISSN: 0018-9464.
- [49] S.-Y. JUNG. „Numerical identification of D and Q axis parameters for multi-layer buried PM synchronous motor considering cross-magnetization“. In: *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on.* 2007, S. 729–734.

- 
- [50] J. HOLTZ. „Pulsewidth modulation-a survey“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 39.5 (1992), S. 410–420. ISSN: 0278-0046.
- [51] J. KOLAR, H. ERTL und F. C. ZACH. „Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 27.6 (1991), S. 1063–1075. ISSN: 0093-9994.
- [52] T. BHAVSAR und G. NARAYANAN. „Harmonic Analysis of Advanced Bus-Clamping PWM Techniques“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 24.10 (2009), S. 2347–2352. ISSN: 0885-8993.
- [53] M. AGUIRRE, P. MADINA, J. POZA, A. ARANBURU und T. NIEVA. „Analysis and comparison of PWM modulation methods in VSI-Fed PMSM drive systems“. In: *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*. 2012, S. 851–857.
- [54] R. LIU, C. MI und D. GAO. „Modeling of Iron Losses of Electrical Machines and Transformers Fed by PWM Inverters“. In: *Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE*. 2007, S. 1–7.
- [55] C. MI, G. SLEMON und R. BONERT. „Modeling of iron losses of permanent-magnet synchronous motors“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 39.3 (2003), S. 734–742. ISSN: 0093-9994.
- [56] K. YAMAZAKI und Y. SETO. „Iron loss analysis of interior permanent-magnet synchronous motors-variation of main loss factors due to driving condition“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 42.4 (2006), S. 1045–1052. ISSN: 0093-9994.
- [57] S. LERDUDOMSAK, S. DOKI und S. OKUMA. „A Novel Current Control System for PMSM Considering Effects from Inverter in Overmodulation Range“. In: *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on*. Nov. 2007, S. 794–800.
- [58] A. KHAMBADKONE und J. HOLTZ. „Compensated synchronous PI current controller in overmodulation range and six-step operation of space-vector-modulation-based vector-controlled drives“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49.3 (Jun), S. 574–580. ISSN: 0278-0046.
- [59] B.-H. BAE und S.-K. SUL. „A novel dynamic overmodulation strategy for fast torque control of high-saliency-ratio AC motor“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 41.4 (2005), S. 1013–1019. ISSN: 0093-9994.

- [60] J.-K. SEOK, J.-S. KIM und S.-K. SUL. „Overmodulation strategy for high-performance torque control“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 13.4 (Juli 1998), S. 786–792. ISSN: 0885-8993.
- [61] B. SNEYERS, D. NOVOTNY und T. LIPO. „Field Weakening in Buried Permanent Magnet AC Motor Drives“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-21.2 (1985), S. 398–407. ISSN: 0093-9994.
- [62] E. LEVI und V. LEVI. „Impact of dynamic cross-saturation on accuracy of saturated synchronous machine models“. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 15.2 (Juni 2000), S. 224–230. ISSN: 0885-8969.
- [63] K. RAHMAN und S. HITI. „Identification of machine parameters of a synchronous motor“. In: *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*. Bd. 1. Okt. 2003, 409–415 vol.1.
- [64] P. GUGLIELMI, M. PASTORELLI und A VAGATI. „Cross saturation effects in IPM motors and related impact on zero-speed sensorless control“. In: *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*. Bd. 4. Okt. 2005, 2546–2552 Vol. 4.
- [65] M. UDDIN. „Control of interior type PM synchronous motor for high speed operations“. In: *Power Engineering Society General Meeting, 2004. IEEE*. 2004, 1280–1283 Vol.2.
- [66] F. JENNI und D. WÜEST. *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. vdf Hochschulverlag AG der ETH Zürich, Teubner, 1995.
- [67] M. BRAUN. *Selbstgeführte Stromrichter*. Skriptum zur Vorlesung. 2005.
- [68] A. WINTRICH, U. NICOLAI, W. TURSKY und T. REIMANN. *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. SEMIKRON International GmbH, 2010.
- [69] S. L. KELLNER. „Parameteridentifikation bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen“. Diss. Universität Erlangen-Nürnberg, 2012.
- [70] H. SPÄTH. *Spline-Algorithmen zur Konstruktion glatter Kurven und Flächen*. 3. Aufl. Reihe Datenverarbeitung. München: Oldenbourg, 1983. ISBN: 3-486-39473-8.
- [71] F. MINK, S. DEWENTER und M. STRAUCH. „Drehmomentoptimale Regelung von PM-Synchronmaschinen unter Sättigungseinflüssen“. In: *SPS/IPC/Drives*. 2011, S. 383–392.

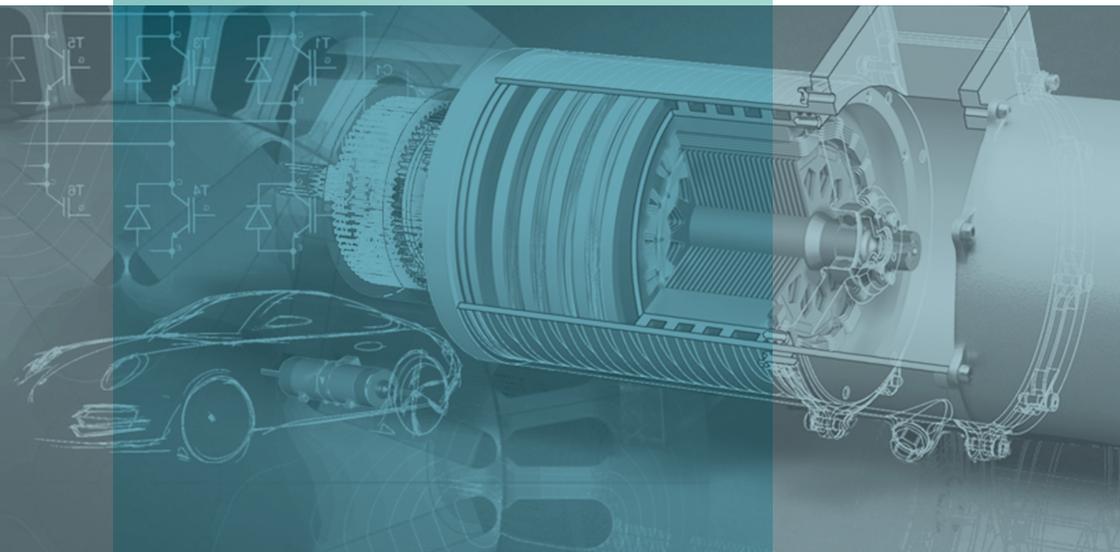
- [72] A. KILTHAU und J. PACAS. „Parameter-measurement and control of the synchronous reluctance machine including cross saturation“. In: *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*. Bd. 4. 2001, 2302–2309 vol.4.
- [73] J. RICHTER, P. WINZER und M. DOPPELBAUER. „Application of virtual prototypes of permanent magnet synchronous machines by acausal modeling and simulation“. In: *ETG Fachbericht*. Bd. 139. 2013.
- [74] M. SCHNARRENBARGER und M. BRAUN. *Pulsweitenmodulator – Ein Design für Solver mit variabler Schrittweite*. Posterpräsentation auf der MATLAB EXPO. Juli 2014.
- [75] R. SCHICKER und G. WEGENER. *Drehmoment richtig messen*. Literaturverz. S. 266 - 267. Darmstadt: Hottinger-Baldwin-Messtechnik, 2002. ISBN: 3-00-008945-4; 3-00-009015-0.
- [76] M. BRAUN. *Regelung elektrischer Antriebe*. Skriptum zur Vorlesung. 2014.
- [77] O. FÖLLINGER. *Regelungstechnik - Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*. 8. Auflage. Hüthig Buch Verlag Heidelberg, 1994.
- [78] J. BÖCKER, S. BEINEKE und A. BÄHR. „On the control bandwidth of servo drives“. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*. 2009, S. 1–10.
- [79] U. NUSS. „Eine allgemeine Methodik zur Modellbildung und Reglersynthese für stromrichter gespeiste Antriebe auf der Basis der zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung“. Habilitation. Universität Karlsruhe, 1994.
- [80] I. BRONSTEIN, K. SEMENDJAJEW, G. MUSIOL und H. MÜHLIG. *Taschenbuch der Mathematik*. 5. Aufl. Verlag Harri Deutsch, 2001. ISBN: 3-8171-2015-X.
- [81] A. HAVA, S.-K. SUL, R. KERKMAN und T. LIPO. „Dynamic overmodulation characteristics of triangle intersection PWM methods“. In: *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*. Bd. 2. 1997, 1520–1528 vol.2.
- [82] A. HAVA, S.-K. SUL, R. KERKMAN und T. LIPO. „Dynamic overmodulation characteristics of triangle intersection PWM methods“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 35.4 (1999), S. 896–907. ISSN: 0093-9994.

- [83] T. WINDISCH und W. HOFMANN. „Loss minimization of an IPMSM drive using pre-calculated optimized current references“. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Nov. 2011, S. 4704–4709.
- [84] J. REINERT, A BROCKMEYER und R. DE DONCKER. „Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 37.4 (Juli 2001), S. 1055–1061. ISSN: 0093-9994.
- [85] K. VENKATACHALAM, C. SULLIVAN, T. ABDALLAH und H. TACCA. „Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters“. In: *Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings. 2002 IEEE Workshop on*. Juni 2002, S. 36–41.
- [86] J. LI, T. ABDALLAH und C. SULLIVAN. „Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms“. In: *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*. Bd. 4. Sep. 2001, 2203–2210 vol.4.
- [87] J. RICHTER, A. DOLLINGER und M. DOPPELBAUER. „Iron Loss and Parameter Measurement of Permanent Magnet Synchronous Machines“. In: *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2014, S. 1629–1635.
- [88] N. URASAKI, T. SENJYU und K. UEZATO. „A novel calculation method for iron loss resistance suitable in modeling permanent-magnet synchronous motors“. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 18.1 (März 2003), S. 41–47. ISSN: 0885-8969.
- [89] F. JENNI und D. WÜEST. „The optimization parameters of space vector modulation“. In: *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on*. 1993, 376–381 vol.4.

## Lebenslauf

|                            |  |
|----------------------------|--|
| Name                       | Tobias Gemaßmer  |
| Geburtsdatum               | 03. April 1983   |
| Geburtsort                 | Siegburg   |
| Staatsangehörigkeit        | deutsch  |
| Familienstand              | verheiratet, zwei Kinder   |
| seit 05 / 2009             | wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT), ehemals Universität Karlsruhe (TH)                       |
| 18.02.2009                 | Erwerb des Diploms im Studiengang Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität Karlsruhe (TH) mit der Studienrichtung Elektrische Antriebe und Leistungselektronik |
| 10 / 2003 bis<br>02 / 2009 | Studium an der Universität Karlsruhe (TH)  |
| 09 / 2002 bis<br>07 / 2003 | Zivildienst in der evangelischen Freizeit- und Tagungsstätte Malteserhof in Königswinter   |
| 06 / 2002                  | Abitur an der Integrierten Gesamtschule Bonn-Beuel   |

In modernen Hybrid- und Elektrofahrzeugen kommen häufig hoch ausgenutzte permanentmagneterregte Synchronmaschinen mit stark nichtlinearen Eigenschaften zum Einsatz. Um einen effizienten und dynamischen Betrieb solcher Antriebe zu erreichen, werden in dieser Arbeit Möglichkeiten zur Erweiterung klassischer Regelstrukturen vorgestellt und experimentell validiert. Damit kann die Drehmomenteinprägung mit der höchstmöglichen Dynamik erfolgen, bei gleichzeitig bestmöglicher Ausnutzung und Effizienz des Antriebssystems im stationären Betrieb. Eine Besonderheit ist der anwendungsorientierte Charakter der entwickelten Verfahren, der eine Implementierung auf gängigen Steuergeräten ermöglicht.



ISBN 978-3-7315-0366-8



9 783731 503668 >