TECHNISCHE UNIVERSITÄT WIEN

AUTOMATION & CONTROL INSTITUTE
INSTITUT FÜR AUTOMATISIERUNGS- & REGELUNGSTECHNIK

Drehmomentregelung einer elektrisch erregten Synchronmaschine mit einem T-NPC Inverter

DIPLOMARBEIT

Ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines

Diplom-Ingenieurs (Dipl.-Ing.)

unter der Leitung von

Dr.-Ing. Wolfgang Kemmetmüller
Dr.techn. Mathias Blank

eingereicht an der

Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik

von
Bernd Kramer
Matrikelnummer 51906375

Wien, 25. November 2024

Gruppe für komplexe dynamische Systeme
A-1040 Wien, Gußhausstr. 27–29, Internet: https://www.acin.tuwien.ac.at

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand in Zusammenarbeit des Institutes für Automatisierungs- und Regelungstechnik (ACIN) der TU Wien mit der HOFER POWERTRAIN GmbH. Eine Kombination der elektrisch erregten Synchronmaschine mit einem Drei-Level Inverter bietet unzählige Möglichkeiten, viele Herausforderungen und besitzt in vielerlei Hinsicht großes Zukunftspotenzial. Für mich persönlich ist dieses Thema besonders interessant, da sich meine Vertiefungsmodule *Antriebstechnik*, *nichtlineare dynamische Systeme und Regelung* sowie *optimale Regelung* direkt in einem Projekt umsetzen ließen.

Ich möchte diese Gelegenheit nutzen, um meinem Betreuer, Dr.-Ing. Wolfgang Kemmetmüller, für das entgegengebrachte Vertrauen zu danken. Neben den vielen Freiheiten bei der Bearbeitung dieses Themas haben die konstruktive Kritik und die fachlichen Diskussionen maßgeblich zur Entstehung dieser Arbeit beigetragen.

Ebenfalls bedanken möchte ich mich bei Dr.techn. Mathias Blank, der als Kontakt bei HOFER POWERTRAIN wesentlich zur Umsetzung der Aufgabenstellung beigetragen hat und viele fachliche Anregungen zur Verbesserung der Arbeit einbrachte. Ohne die tatkräftige Unterstützung bei der Beschaffung der benötigten Informationen, hätte die Arbeit so nicht entstehen können. Ich möchte mich auch bei den vielen anderen Mitarbeiter*innen von HOFER POWERTRAIN bedanken, die mich bei meiner Arbeit unterstützt haben.

Außerdem möchte ich den Mitarbeiter*innen des ACIN, insbesondere Dr.techn. Andreas Kugi und Dr.techn. Andreas Steinböck meine Dankbarkeit ausdrücken. Durch deren ausgezeichnete Vorlesungen im Bereich der nichtlinearen Regelung sowie der Optimierung wurden die fachlichen Voraussetzungen zur Umsetzung dieser Arbeit überhaupt erst geschaffen.

Wien, 25. November 2024

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

Abstract

This thesis presents a field-oriented control strategy for an electrically excited synchronous machine (EESM) in combination with a three-level T-NPC inverter. The EESM differs from other three-phase machines by offering an additional degree of freedom through the rotor current, which also dynamically couples the rotor field and the d-axis. Additionally, the rotor's thermal restrictions must be considered. These requirements, combined with the nonlinear electromagnetic behavior due to iron saturation, make the torque control of the EESM a challenging task.

In this thesis, the nonlinear magnetic behavior of the EESM is modeled using both a-priori knowledge and FEM data. Based on the model, the optimal steady-state currents are determined by minimizing the copper losses. The optimization is further enhanced to allow an adjustment of the rotor losses in the base speed range. This allows the losses to be shifted from the rotor to the stator, thus reducing the temperature of the rotor.

For the current control of the EESM, a model predictive control (MPC) approach is proposed. In contrast to sole current controllers, the MPC also utilizes the torque reference directly and is therefore able to achieve high torque dynamics. This method is compared in simulations to a flatness-based PI-controller in terms of dynamics and robustness.

When using neutral point clamped (NPC) inverters, the neutral point must be maintained at approximately 0 V. Additionally, uneven heating of the horizontal and vertical branches should be avoided. The modulation method developed in this thesis combines finite-control-set MPC with conventional space vector modulation to achieve these goals. In simulations, this approach not only achieves neutral point voltage balancing but also reduced losses compared to conventional space vector modulation. Furthermore, the method allows loss distribution to shift from the horizontal to the vertical branch.

In conclusion, simulation studies confirm that the proposed control strategy is feasible and enables dynamic and efficient torque control of an electrically excited synchronous machine with a T-NPC inverter.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

Kurzzusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird eine feldorientierte Regelstrategie für eine elektrisch erregte Synchronmaschine (EESM) in Kombination mit einem Drei-Level T-NPC Inverter vorgestellt. Die elektrisch erregte Synchronmaschine besitzt durch den Rotorstrom im Gegensatz zu anderen Drehfeldmaschinen einen zusätzlichen Freiheitsgrad sowie eine dynamische Kopplung des Rotorfeldes mit der d-Achse. Darüber hinaus müssen die thermischen Beschränkungen des Rotors eingehalten werden. Diese Anforderungen sowie das durch die Eisensättigung bedingte nichtlineare elektromagnetische Verhalten macht die Drehmomentregelung der Maschine zu einer komplexen Aufgabe.

In dieser Arbeit werden basierend auf a-priori Wissen sowie FEM Daten das nichtlineare magnetische Verhalten der EESM modelliert und durch Minimierung der Kupferverluste die stationär optimalen Ströme bestimmt. Um die thermischen Beschränkungen des Rotors zu berücksichtigen, wird die Optimierung zudem dahingehend erweitert, dass der Anteil der Rotorverluste an den Gesamtverlusten im Grunddrehzahlbereich gezielt eingestellt werden kann. Dies Ermöglicht eine Verschiebung der Verluste vom Rotor in den Stator, wodurch die Temperatur des Rotors reduziert werden kann.

Für die Stromregelung der EESM wird ein modellprädikatives Verfahren vorgestellt, das neben den Sollströmen direkt die Drehmomentreferenz nutzt und somit eine hochdynamische Drehmomenteinprägung ermöglicht. Dieses Verfahren wird in Simulationen mit einem flachheitsbasierten PI-Regler hinsichtlich Dynamik und Robustheit verglichen.

Bei der Verwendung von *neutral-point-clamped* (NPC) Invertern muss der neutrale Punkt bei etwa 0 V gehalten werden. Darüber hinaus gilt es eine ungleiche Erwärmung der horizontalen und vertikalen Zweige zu vermeiden. Das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren zur Pulsmustergenerierung verbindet hierbei die *finite-control-set* MPC mit der klassischen Raumzeigermodulation. Dadurch kann neben dem *neutral point voltage balancing* auch eine Reduktion der Verluste gegenüber der klassischen Raumzeigermodulation erzielt werden. Des Weiteren erlaubt das Verfahren eine Verschiebung der Verluste von den horizontalen in die vertikalen Zweige des Inverters.

Somit wurde in dieser Arbeit mittels Simulationsstudien gezeigt, dass das vorgestellte Regelkonzept eine hochdynamische und effiziente Regelung einer elektrisch erregten Synchronmaschine mit einem T-NPC Inverter ermöglicht.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **1**
1.1 Hintergrund . . . 1
1.1.1 Alternativen zur permanentmagneterregten Synchronmaschine . . 2
Drehstromasynchronmaschinen (ASM) . . . 2
Synchron-Reluktanzmschinen (SynRM) . . . 3
Elektrisch Erregte Synchronmaschinen (EESM) . . . 3
1.1.2 Multilevel Inverter im Automotive Bereich . . . 5
Neutral Point Clamped (NPC) Inverter . . . 6
T-Type Neutral Point Clamped (T-NPC) Inverter . . . 6
1.2 Stand der Technik . . . 7
1.2.1 Feldorientierte Regelung . . . 7
Bestimmung der optimalen Stromkomponenten . . . 8
Stromregelung . . . 9
Pulsmustergenerierung . . . 10
1.2.2 Gesamtregelkonzepte . . . 11
1.2.3 Rotorstromregelung der bürstenlosen EESM . . . 11
1.3 Zielsetzung . . . 12
1.4 Gliederung der Arbeit . . . 13

2 Modellbildung **15**
2.1 T-NPC Inverter . . . 15
2.1.1 Aufbau und Funktion . . . 15
2.1.2 Der neutrale Punkt . . . 17
2.1.3 Verluste . . . 21
Durchlassverluste . . . 21
Schaltverluste . . . 22
2.2 Elektrisch Erregte Synchronmaschine . . . 25
2.2.1 Aufbau und Funktion . . . 25
2.2.2 Elektrische Systemgleichungen . . . 26
Elektrische Systemgleichungen mit konstanten Induktivitäten . . . 27
Elektrische Systemgleichungen unter Berücksichtigung der Eisensättigung . . . 29
Modellierung der Flussverkettungen . . . 30
2.2.3 Leistung, Drehmoment und Kupferverluste . . . 39
2.2.4 Eisenverluste . . . 41

3 Optimale Ströme im stationären Zustand **42**
3.1 Stromortskuven der elektrisch erregten Synchronmaschine . . . 42

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

3.2 Formulierung des Optimierungsproblems 44
3.2.1 Analytische Lösung 46
3.2.2 Numerische Lösung unter Berücksichtigung der Sättigung 51
3.3 Verbrauch im WLTC Fahrzyklus 54

4 Pulsmustergenerierung 56
4.1 Modulationsverfahren 57
4.1.1 Bestimmung der Basisraumzeiger 57
4.1.2 Auswahl der Schaltsequenz 59
4.1.3 Anordnung der Schaltzustände 61
4.1.4 Bestimmung der NP-Spannung 62
4.1.5 Bestimmung der Verluste 62
4.1.6 Auswertung der Kostenfunktion 63
4.2 Simulationsergebnisse 64
4.2.1 Spannungsrippel und Verluste 65
4.2.2 Verschiebung von Verlusten 67

5 Dynamische Stromregelung 70
5.1 Modellprädikative Regelung 71
5.1.1 Terminologie und grundlegende Idee 72
5.1.2 MPC Regelgesetz für die EESM 75
5.1.3 Modell und Beschränkungen 76
5.1.4 Diskretisierung und Linearisierung 78
5.1.5 Berücksichtigung der Rechenzeit 80
5.1.6 Lösung der Optimalsteuerungsaufgabe 80
5.1.7 Abbildung der lokalen Zeitachse auf die globale Zeitachse 86
5.2 PI-Regler 87
5.2.1 Flachheitsbasierte Regelung 87
5.2.2 EKF mit Vorsteuerung der geschätzten Störung 88
5.2.3 Verhalten an der Spannungsgrenze 90
5.3 Vergleich der Verfahren 92
5.3.1 Sprungantwort im Stillstand 94
5.3.2 Verhalten an der Statorspannungsgrenze 96
5.3.3 Verhalten bei Parameterschwankungen 98

6 Fazit 102
6.1 Zusammenfassung 102
6.2 Ausblick 103

A Berechnungen 105
A.1 Umrechnung der Rotorgrößen auf die Statorseite 105

B Literatur 107

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Abbildungsverzeichnis

1.1 Rotoren verschiedener Drehstrommaschinen [18, 19]. 3
1.2 Zwei-Level Inverter. 5
1.3 Drei-Level Inverter in NPC Topologie. 6
1.4 Zur feldorientierten Regelung einer bürstenlosen EESM. 8
1.5 Verfahren zur Pulsmustergenerierung. 10
1.6 Aufbau der vorliegenden Arbeit. 14

2.1 Drei-Level Inverter in NPC Topologie. 16
2.2 Raumzeigerdiagramm des Drei-Level Inverters [46]. 17
2.3 NP-Strom bei verschiedenen Schaltzuständen. 18
2.4 Zum Rippel des neutralen Punktes. 20
2.5 Maximaler NP-Rippel bei einer idealen NP-Regelung. 21
2.6 Ausgangskennlinie der verwendeten MOSFETs. 22
2.7 Durchlassverluste bei unterschiedlichen Brückenzuständen. 22
2.8 Schaltverluste beim Umschalten vom 0-Zustand auf den P-Zustand bei positivem Strangstrom. 23
2.9 Schaltverluste beim Umschalten vom 0-Zustand auf den P-Zustand bei negativem Strangstrom. 23
2.10 Schaltverluste der verwendeten MOSFETs. 25
2.11 Wicklungen einer elektrisch erregten Synchronmaschine mit einem Schenkelpolrotor [35, S. 290f]. 26
2.12 Verlauf der Induktivitäten der Phase u über dem elektrischen Rotorwinkel [26]. 27
2.13 Modell der q-Achse. 33
2.14 Flussverkettung der d-Achse in Abhängigkeit einer Stromkomponente. . . 35
2.15 Flussverkettung der d-Achse. 37
2.16 Differenzielle Induktivitäten der d-Achse. 37
2.17 Flussverkettung des Rotors. 39
2.18 Differenzielle Induktivitäten des Erregerfeldes. 40

3.1 Stromortskurven der elektrisch erregten Synchronmaschine [18]. 43
3.2 Stromortskurven für verschiedene Rotorströme bei $n = 0.785$ und $m = 0.241$. 45
3.3 Verluste in Abhängigkeit von λ_v. 49
3.4 Maximales Drehmoment an der Spannungsgrenze. 50
3.5 Optimale Statorströme bei $\lambda_v = 0.5$. 51
3.6 Optimaler Rotorstrom bei $\lambda_v = 0.5$. 52
3.7 Anteilige Rotorverluste sowie Kupferverluste bei $\lambda_v = 0.5$. 52
3.8 Kupferverluste in Abhängigkeit von λ_v 53

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

3.10 Kupferverluste im WLTC bei verschiedenen Faktoren λ_v. 55

4.1 Zur *nearest three vector* Methode. 58
4.2 Zu den Koordinatensystemen bei der Raumzeigermodulation. 59
4.3 Symmetrisches Pulsmuster bei der Raumzeigermodulation. 63
4.4 Systemmodell zum Test der Pulsmustergenerierung 65
4.5 Pulsmustergenerierung bei verschiedenen Werten von λ_c. 66
4.6 Verhalten im stationären Zustand bei $\lambda_c = 2$ und $\lambda_v = 0.5$. 67
4.7 Verhalten bei Änderung von λ_v. 68
4.8 Verhalten im stationären Zustand bei $\lambda_c = 2$ und $\lambda_v = 1$. 69

5.1 Elektrisches Ersatzschaltbild der d-Achse und des Rotorkreises. 70
5.2 Feldorientierte Regelung mit modellprädikativem Stromregler. 72
5.3 Grundkonzept der modellprädikativen Regelung [66]. 73
5.4 Eigenwerte der EESM an ausgewählten stationären Arbeitspunkten. . . . 77
5.5 Schnellste Anstiegszeiten der EESM. 78
5.6 Zur Kompensation der Rechenzeit. 80
5.7 Statorstromregelung mit Spannungsbegrenzung. 91
5.8 Simuliertes System. 92
5.9 Drehmomentverlauf des geregelten Systems. 94
5.10 Rotorstrom und -spannung des geregelten System. 95
5.11 Statorströme und -spannungen des geregelten Systems. 96
5.12 Drehmoment bei maximaler Drehzahl. 97
5.13 Rotorstrom und -spannung bei maximaler Drehzahl. 97
5.14 Statorstrom und -spannung bei maximaler Drehzahl. 98
5.15 Drehmoment unter veränderten Parametern. 99
5.16 Rotorstrom und -spannung bei veränderten Parametern. 100
5.17 Statorströme und -spannungen bei veränderten Parametern. 100

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Tabellenverzeichnis

2.1 Zulässige Zustände des Brückenzweiges eines Drei-Level-Inverters. 16
2.2 Position der Schaltverluste. 24
2.3 Nenndaten der EESM. 31

4.1 Mögliche Schaltsequenzen zum Raumzeiger in Abbildung 4.1. 61
4.2 Parameter der Simulation. 65

5.1 Parameter des PI-Reglers. 93
5.2 Parameter der MPC. 93
5.3 Parametervariationen 99

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

1 Einleitung

1.1 Hintergrund

Mit dem *Green Deal* hat sich die Europäische Union zum Ziel gesetzt, die Netto-Treibhausgasemissionen bis 2030 um 55% gegenüber 1990 zu reduzieren [1]. Ein ambitioniertes Vorhaben, das zur Umsetzung u. a. eine umfassende Wende der Mobilität bedarf. Als wesentlicher Beitrag wird hierbei die fortschreitende Elektrifizierung des Verkehrssektors gesehen. Diese ist aus mehreren Gründen erstrebenswert.

Die Analyse des Lebenszyklus von Elektrofahrzeugen ergibt, wie in [2, 3] gezeigt, ein reduziertes Treibhauspotenzial gegenüber vergleichbaren Fahrzeugen mit Verbrennungsmotor. Neben der vollständigen Vermeidung von lokalen Treibhausgasemissionen weisen Elektrofahrzeuge gemäß [2] über den gesamten Lebenszyklus einen in etwa 55 % geringeren CO_2 Ausstoß als vergleichbare Fahrzeuge mit Verbrennungsmotor auf. Zudem sind weitere Emissionsreduktionen bei Verbrennungsmotoren und Nutzung fossiler Kraftstoffen gemäß [4] nur in geringem Umfang zu erwarten. Bei Elektrofahrzeugen hingegen ist durch eine progressive Erhöhung des Anteils an erneuerbaren Energien im europäischen Strommix mit einer deutlichen Reduktion der Treibhausgasemissionen zu rechnen [4, 5]. Der allgemein höhere Wirkungsgrad von 50 % bis 80 % des elektrischen Antriebsstranges gegenüber 14 % bis 42 % bei Verbrennungsmotoren führt des weiteren zu einem reduzierten Bedarf an Primärenergieträgern im Verkehrssektor [6].

Die Entwicklung batterieelektrischer oder zumindest hybrider Fahrzeuge wird daher von nahezu allen Automobilherstellern vorangetrieben. Neben der Traktionsbatterie wird vor allem dem elektrischen Antriebsstrang, bestehend aus dem Traktionsantrieb und dem Traktionsinverter besondere Betrachtung geschenkt. Die wesentlichen Anforderungen an den Inverter sind hierbei [7–9]:

- Ein möglichst hoher Wirkungsgrad im Frequenzbereich von 10 kHz bis 20 kHz.
- Hohe Zwischenkreisspannungen, um den Drehzahlbereich des Traktionsmotors zu erhöhen und die Leitungsverluste gering zu halten.
- Geringe Spannungsflanken, um Störungen gering zu halten.
- Eine geringe THD in der Ausgangsspannung, um die oberwellenbedingten Verluste im Traktionsantrieb zu minimieren.

Für den Traktionsantrieb gelten die wesentlichen Anforderungen [10, 11]:

- Ein maximaler Wirkungsgrad zur Optimierung der Reichweite.
- Eine hohe Leistungsdichte, um eine kompakte Bauweise zu ermöglichen.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

- Eine geringe Blindleistungsaufnahme des Motors, um die Traktionsinverter optimal auszunützen.
- Ein großer Drehzahlbereich des Motors, um die Maximalgeschwindigkeit des Fahrzeuges ohne ein Schaltgetriebe erreichen zu können.
- Eine hohe Robustheit, Überlastfähigkeit und Wartungsfreiheit.

Betrachtet man verschiedene Traktionsantriebe, so führt kein Weg an der permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM) vorbei. Dieser Antrieb ist der derzeit am häufigsten eingesetzte Motortyp in Elektrofahrzeugen [12] und nutzt Permanentmagnete, um das Rotorfeld zu generieren. Aufgrund des guten Wirkungsgrades bis über 98 % [13] und sehr hohen Leistungsdichten sind diese Motoren aus technischer Sicht gut für den Einsatz in Elektrofahrzeugen geeignet. Nachteilig sind allerdings der reduzierte Drehzahlbereich aufgrund der schlechten Feldschwächbarkeit durch den großen magnetischen Luftspalt sowie das Risiko einer Entmagnetisierung bei hohen Temperaturen oder Überlast [13–15].

Aus wirtschaftlicher Sicht eignen sich PMSMs allerdings etwas weniger für den breiten Einsatz. Die eingesetzten Permanentmagnete bestehen meist aus seltenen Erden wie Neodym, was diese Maschinen sehr kostspielig macht. In von Widmer et al. 2015 [13] sowie in von Madonna et al. 2023 [16] durchgeführten Studien machte der Permanentmagnet einer PMSM in etwa 67-71% der gesamten Materialkosten aus, trug aber nur zu etwa 5% zur Gesamtmasse bei. Dieser hohe Kostenanteil bedingt eine hohe Sensitivität gegenüber dem Marktpreis der seltenen Erden. Damit reduziert sich die Planungssicherheit in der Herstellung der PMSMs. Darüber hinaus erfolgt ein Großteil der Förderung der Rohstoffe sowie der Produktion der Magnete in Asien, was eine wirtschaftliche Abhängigkeit der europäischen Automobilhersteller mit sich bringt [12, 13]. Um die Materialkosten bei der Motorherstellung zu reduzieren und die Handlungsfreiheit der europäischen Wirtschaft zu erhöhen, ist es daher sinnvoll, die Eignung von alternativen elektrischen Maschinen als Traktionsantriebe zu evaluieren.

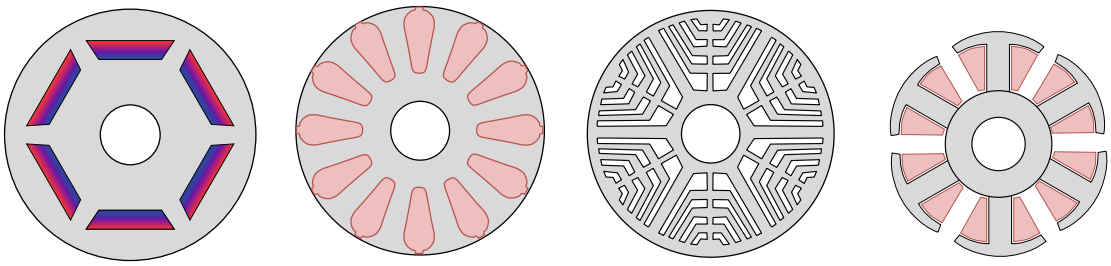
1.1.1 Alternativen zur permanentmagneterregten Synchronmaschine

Als Alternative zur PMSM kommen nur Drehstrommaschinen infrage, da Gleichstrommotoren aufgrund der Baugröße, hohen Kosten und mechanischem Verschleiß kaum eingesetzt werden [15, 17]. Im Folgenden werden daher die gängigen Drehstrommotoren kurz hinsichtlich deren Eignung als Traktionsantrieb beurteilt. All diese Maschinen besitzen im Wesentlichen den gleichen Stator und unterscheiden sich im Aufbau des Rotors. Aus diesem Grund sind die Rotoren der beschriebenen Maschinen in Abbildung 1.1 dargestellt.

Drehstromasynchronmaschinen (ASM)

Drehstromasynchronmaschinen sind der am häufigsten eingesetzte Motortyp in der Industrie [15]. Das umlaufende Statorfeld induziert bei diesen Maschinen eine Spannung in den kurzgeschlossenen Rotor. Der dadurch hervorgerufene Rotorstrom generiert den zur Drehmomenterzeugung benötigten magnetischen Rotorfluss. Aufgrund dieses Rotorstromes hat die Maschine einen geringeren Wirkungsgrad als die PMSM und auch die

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN



(a) PMSM (b) ASM (c) SynRM (d) EESM

Abbildung 1.1: Rotoren verschiedener Drehstrommaschinen [18, 19].

Blindleistungsaufnahme ist deutlich erhöht [20]. Als Vorteile dieser Maschine sind die geringen Anschaffungskosten, ein großer Betriebsbereich und die hohe Robustheit zu nennen. Verwendung finden diese Maschinen als Unterstützungsantriebe bereits im Tesla Model S und Tesla Model X [13–15].

Synchron-Reluktanzmschinen (SynRM)

Synchron-Reluktanzmaschinen nutzen den Reluktanzeffekt, um Drehmoment zu generieren. Hierfür werden speziell aufgebaute Rotoren verwendet. Wie aus Abbildung 1.1c ersichtlich werden in den Rotor Flusssperren eingebracht, wodurch dieser eine ausgeprägte magnetische Asymmetrie erhält. Der Wirkungsgrad ist aufgrund des fehlenden Rotorstroms besser als jener der Asynchronmaschine und wird in [20] mit bis zu 98 % angegeben. Zudem können ähnlich hohe Leistungsdichten wie bei einer PMSM erzielt werden. Die Nutzung des Reluktanzeffektes führt jedoch zu einer hohen Blindleistungsaufnahme mit Leistungsfaktoren im Bereich von 0.65. Diese Blindleistung muss von der Versorgung zusätzlich zur Wirkleistung zur Verfügung gestellt werden, weshalb diese Maschinen deutlich größere Inverter als vergleichbare PMSMs benötigen. Des weiteren sind Reluktanzmotoren im Betrieb wesentlich lauter als andere Drehstrommotoren und besitzen einen ausgeprägten Drehmomentrippel. Dieser Typ wird daher trotz der geringen Anschaffungskosten nicht direkt im automotive Bereich eingesetzt. Um den Bedarf an den teuren Magneten in der PMSM zu reduzieren, werden aber häufig PMSMs mit ausgeprägter magnetischer Asymmetrie verwendet, welche einen Teil des Drehmomentes durch Nutzung des Reluktanzeffektes generieren [13–15].

Elektrisch Erregte Synchronmaschinen (EESM)

Elektrisch erregte Synchronmaschinen, in der Literatur häufig auch als stromerregte Synchronmaschine oder fremderregte Synchronmaschinen bezeichnet, werden bereits seit vielen Jahrzehnten als Generatoren in der elektrischen Energieerzeugung eingesetzt [17]. Im automotive Bereich fanden sie aber bisher wenig Beachtung und werden sowohl in den Betrachtungen von Rani und Jayapragash [15] als auch in jener von Venkitaraman und Kosuru [14] nicht als potenzielle Traktionsantriebe geführt. Auch Widmer et al. [13] sieht noch Herausforderungen bei diesem Maschinentyp. Dies liegt an der Notwendigkeit der Stromversorgung des Rotors, welche bei den industriell eingesetzten Synchronmaschinen

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

mit Schleifringen realisiert wird. Wie bei der Gleichstrommaschine führt dies zu einem erhöhten Wartungsaufwand. Um ein gutes dynamisches Verhalten zu erzielen, muss darüber hinaus auch im Stillstand eine Rotorstromreserve vorgehalten werden, was den Wirkungsgrad verschlechtert [21]. Die durch die Kupferverluste bedingte Erwärmung des Rotors erfordert zudem insbesondere bei hohen Leistungsdichten aufwändige Kühlsysteme. Eine Flüssigkeitskühlung, wie sie bei Drehstromasynchronmaschinen verwendet wird, stellt dann eine Herausforderung dar, da die Schleifringe gegenüber dem Kühlmittel abgedichtet werden müssen [22].

Eine umfangreiche Betrachtung dieses Problems wurde z. B. bereits 2014 von Illiano [17] durchgeführt. Um die Schleifringe und die damit einhergehenden Schwierigkeiten zu vermeiden, wurde eine berührungslose Energieübertragung vorgeschlagen. Diese besteht aus einem Transformator mit horizontalem Luftspalt und rotierender Sekundärseite. Die Versorgung erfolgt durch eine phasenverschobene Vollbrücke. Ähnliche Ansätze finden sich auch in [18, 22], in welchen aber zur einfacheren Massenfertigung Transformatoren mit vertikalem Luftspalt eingesetzt wurden.

Um die Dynamik des Rotorstromes zu verbessern und die Schaltverluste zu reduzieren, wurden in [23, 24] resonante Wandler vorgeschlagen, da diese eine höhere Ausgangsspannung generieren können und eine bessere Effizienz aufweisen. Diese Fortschritte sind auch in der Industrie nicht unbemerkt geblieben. So setzt BWM bei seiner neuen Motorengeneration auf EESMs [25]. Auch HOFER POWERTRAIN, mit deren Unterstützung die vorliegende Arbeit entstanden ist, forscht seit einigen Jahren in diesem Bereich.

Die Gründe für die Nutzung von EESMs sind vielseitig und deren gute Eignung für den automotive Bereich wurde bereits 2013 von Grune [26] in dessen Dissertation gezeigt. Ein wesentlicher Vorteil ist der zusätzliche Freiheitsgrad durch den Rotorstrom. Somit ist es möglich, einen deutlich größeren Drehzahlbereich abzudecken, da das Rotorfeld im Gegensatz zur PMSM nicht nur geschwächt, sondern aktiv gestellt werden kann. Durch die zusätzlichen Kupferverluste im Rotor ist die EESM aber vor allem bei niedrigen Drehzahlen und hohen Drehmomenten weniger effizient als die PMSM. Bei hohen Drehzahlen allerdings, ist, wie in [11, 22, 24] gezeigt, die EESM sogar effizienter als die PMSM. Dies liegt an der Reduktion der Eisenverluste durch Verringerung der Magnetisierung. Um den Rotorstrombedarf zu reduzieren, lässt sich die EESM zudem wie die PMSM durch Einbringen einer magnetischen Asymmetrie in den Rotor mit einer Reluktanzmaschine kombinieren [17, 24].

Die Materialkosten der EESM liegen im Bereich der ASM und somit deutlich unter jenen der PMSM, aber über jenen der Synchron-Reluktanzmaschine. Durch den komplexeren Herstellungsprozess des Rotors der EESM ist jedoch mit höheren Fertigungskosten als bei den anderen Motortypen zu rechnen. In der Massenproduktion ist die EESM mit bürstenloser Energieübertragung daher teurer als die ASM und SynRM [13]. Hervorzuheben ist allerdings der deutlich bessere Leistungsfaktor der EESM, wodurch der Traktionsinverter für eine geringere Leistung dimensioniert werden kann. Der Betriebsbereich der EESM ist zudem größer als jener der ASM und gegenüber der SynRM zeichnet sich die EESM durch einen reduzierten Drehmomentrippel aus [17].

Die vorliegende Betrachtung zeigt somit, dass die elektrisch erregten Synchronmaschinen als Traktionsantriebe eignen und eine sinnvolle Alternative zu permanentmagneterregten Synchronmaschinen darstellen.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

1.1.2 Multilevel Inverter im Automotive Bereich

Zur Ansteuerung des Traktionsantriebes kommen im automotive Bereich typischerweise Zwei-Level Inverter zum Einsatz [8]. Die Topologie dieser Inverter ist in Abbildung 1.2 dargestellt und zeichnet sich durch einen simplen Aufbau sowie eine einfache Ansteuerung aus. Jeder Zweig besitzt zwei komplementäre Schalter, welche den jeweiligen Strang mit $u_{DC}/2$ oder $-u_{DC}/2$ verbinden. Für die bisher eingesetzten 400 V Systeme in Elektrofahrzeugen sind diese Inverter hinsichtlich Komplexität, Effizienz und Kosten eine ideale Wahl. Inzwischen zeichnet sich jedoch ein Trend hin zu einer 800 V Systemarchitektur ab. Die höheren Spannungen ermöglichen eine Reduktion der Leitungsquerschnitte bei gleicher Übertragungsleistung sowie höhere Leistungsdichten der Elektromotoren durch Erweiterung des Grunddrehzahlbereichs. Darüber hinaus kann die DC-Ladeleistung bei gleichem Kabelquerschnitt gegenüber dem 400 V System nahezu verdoppelt werden [8, 27].

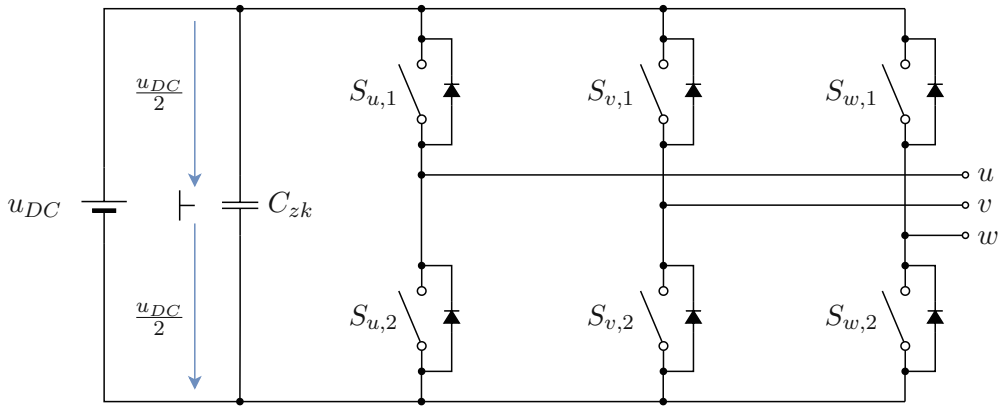


Abbildung 1.2: Zwei-Level Inverter.

Eine derartige Vergrößerung der Systemspannung erhöht aber die benötigte Sperrspannung der Schalter. Dies bedingt den Einsatz von IGBTs oder MOSFETs aus *wide bandgap* Materialien wie SiC oder GaN. Die höhere Systemspannung erhöht damit nicht nur die Kosten für die Schalter, sondern führt insbesondere auch zu höheren Schaltverlusten [28, 29]. Darüber hinaus können die steileren Schaltflanken zu Störungen führen [8].

Um diese Schwierigkeiten zu umgehen, bieten sich Inverter mit mehreren Spannungsstufen, insbesondere Drei-Level Inverter, an [9, 29–31]. Die gängigsten Drei-Level Inverter sind der in Abbildung 1.3 dargestellte NPC sowie der in Abbildung 2.1 auf Seite 16 dargestellte T-NPC Inverter. Wie aus den Abbildungen ersichtlich, besitzen diese Inverter einen neutralen Punkt, welcher durch den kapazitiven Spannungsteiler bestehend aus C_p und C_n hergestellt wird. Durch eine entsprechende Betätigung der Schalter können somit drei Strangspannungen, nämlich $u_{DC}/2$, 0 V, und $-u_{DC}/2$ eingestellt werden. Hierdurch können die Oberwellen in der Ausgangsspannung wesentlich reduziert und die Effizienz der angeschlossenen Maschine gesteigert werden [8, 28, 29].

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Neutral Point Clamped (NPC) Inverter

Die in Abbildung 1.3 dargestellte Topologie wird als *neutral point clamped* (NPC) Inverter bezeichnet und hat für jeden möglichen Strompfad zwei Schalter in Serie. Hierdurch halbiert sich die notwendige Sperrspannung der Bauteile, wodurch die Schaltverluste gegenüber dem Zwei-Level Inverter deutlich reduziert werden können [28]. Somit ist es zudem möglich, bei einer Systemspannung von 800 V dieselben Halbleiterschalter wie bei einem 400 V System zu verwenden.

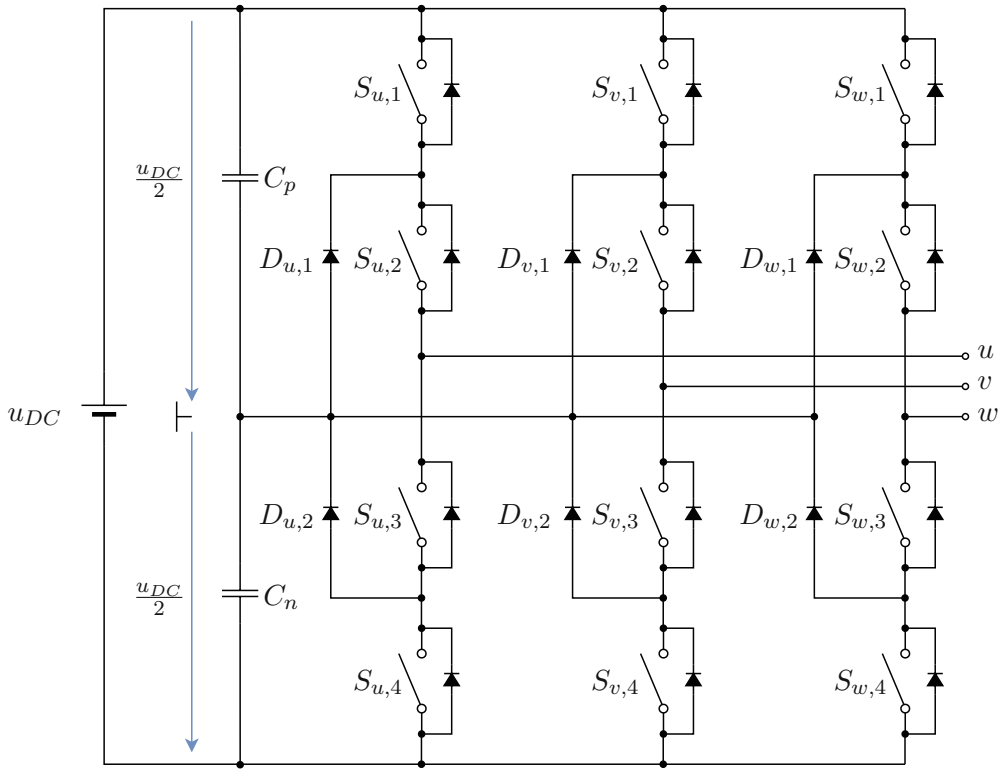


Abbildung 1.3: Drei-Level Inverter in NPC Topologie.

T-Type Neutral Point Clamped (T-NPC) Inverter

Untersuchungen von [9, 29] haben jedoch gezeigt, dass für automotive Anwendungen die in Abbildung 2.1 dargestellte Anordnung vorteilhafter ist. Diese wird als *T-type neutral point clamped* (T-NPC) Inverter bezeichnet und kann als Erweiterung der Zwei-Level Topologie um einen bidirektionalen Schalter auf den neutralen Punkt verstanden werden [32]. Die Bauteile im vertikalen Zweig müssen die gesamte DC-Spannung blockieren können, haben aber in der Regel geringere Schaltverluste als im Zwei-Level Betrieb. Dies liegt daran, dass ein direktes Umschalten zwischen $u_{DC}/2$ und $-u_{DC}/2$ im regulären Betrieb des T-NPC Inverters nicht vorgesehen ist [31]. Darüber hinaus sind die Durchlassverluste durch die verringerte Bauteilanzahl kleiner als beim NPC Inverter. Der T-NPC Inverter vereint somit die Vorteile des Zwei-Level Inverters und des NPC Inverters und kann bei mittleren

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Schaltfrequenzen im Bereich von 6 kHz bis 30 kHz höhere Wirkungsgrade als der NPC Inverter erreichen [29, 33].

Doch der Einsatz eines Drei-Level Inverters bringt auch Herausforderungen mit sich. Anstatt der acht Schaltzustände des Zwei-Level Inverters gibt es beim Drei-Level Inverter nun 27 mögliche Schalterstellungen, wodurch deutlich mehr Freiheiten in der Pulsmustergenerierung entstehen. Darüber hinaus ist es für den Betrieb essenziell, den neutralen Punkt des Drei-Level Inverters auf ca. 0 V zu halten. Des Weiteren kann es in bestimmten Betriebspunkten zu einer ungleichen Erwärmung der Schalter der horizontalen und vertikalen Zweige kommen, wodurch der zulässige Bereich für den Dauerbetrieb eingeschränkt wird. Hierbei handelt es sich um regelungstechnische Aufgaben, welche in Abschnitt 2.1 und Kapitel 4 näher behandelt werden.

1.2 Stand der Technik

1.2.1 Feldorientierte Regelung

Die Regelung von Drehfeldmaschinen erfolgt meist feldorientiert, weshalb an dieser Stelle eine kurze Beschreibung dieses Verfahrens erfolgt. Genauere Ausführungen hierzu finden sich in [34]. Als Basis der feldorientierten Regelung dient die Raumzeigerdarstellung. Diese ermöglicht die Abbildung von räumlich sinusförmig verteilten Größen in ein orthogonales Koordinatensystem. Basierend auf den in [35, S. 223-231] durchgeführten Überlegungen lassen sich die drei Statorströme zu einem Vektor im $\mathbb{R}^2$ zusammenfassen. Die Darstellung dieses Vektors erfolgt in einem orthogonalen Koordinatensystem, das am magnetischen Rotorfluss orientiert ist und dessen Abszissenachse als d-Achse bezeichnet wird. Ein Strom in der d-Achse führt somit zu einem magnetischen Fluss, welcher sich mit dem Rotorfluss überlagert. Darauf orthogonal steht die q-Achse. Wird dieser Achse ein Strom eingeprägt, dann führt dieser bei vorhandenem Rotormagnetfeld zu einer Lorentzkraft und somit zu einem Drehmoment. Durch die Orientierung am Rotorfluss wird die Periodizität der elektrischen Größen eliminiert und die Regelung wesentlich vereinfacht. Der Statorstromvektor $\mathbf{i}_s = [i_d \quad i_q]^{\mathrm{T}}$ setzt sich aus den Strömen der d-Achse und q-Achse zusammen und dessen Norm $\|\mathbf{i}_s\|_2$ entspricht der Amplitude der Phasenströme. Bei der elektrisch erregten Synchronmaschine tritt der Rotorstrom, in der Literatur auch als Feldstrom i_f bezeichnet, als zusätzliche Regelgröße auf [26].

Die generelle Systemstruktur zur Drehmomentregelung ist in Abbildung 1.4 dargestellt und besteht aus dem Traktionsinverter, der elektrischen Maschine sowie den erforderlichen Messeinrichtungen zur Erfassung der Ströme $\mathbf{i}$, der Drehzahl n sowie der Position des Rotors θ_m. Bei der elektrisch erregten Synchronmaschine wird diese Struktur noch um eine Energieversorgung des Rotors erweitert. Die Versorgung der Leistungselektronik erfolgt über die Traktionsbatterie. Aufseiten der Regelung existiert meistens eine Komponente zur Bestimmung der optimalen Sollströme i_d^*, i_q^* und i_f^* auf Basis der aktuellen Drehzahl n und dem geforderten Moment m_d. Weiters ist ein Stromregler vorgesehen, welcher die Sollströme in die Spannungen u_d, u_q und u_f übersetzt. Diese Spannungen werden dann mit einem geeigneten Modulator in Schaltsignale für den Traktionsinverter des Stators sowie den DC/DC Wandler des Rotors übersetzt. Im Falle eines NPC Inverters müssen die Schaltsignale so gewählt werden, dass das Potenzial des neutralen Punktes u_{NP} im

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

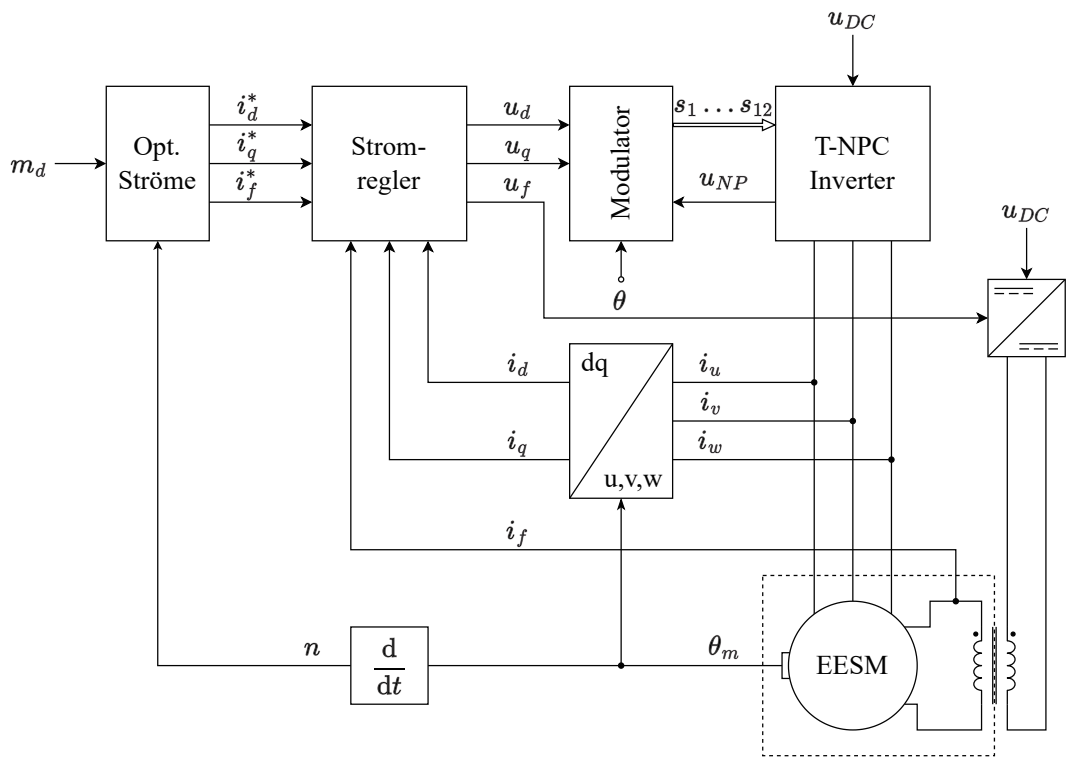


Abbildung 1.4: Zur feldorientierten Regelung einer bürstenlosen EESM.

Mittel bei 0 V bleibt.

Bestimmung der optimalen Stromkomponenten

Eine umfangreiche Untersuchung der Möglichkeiten zur Bestimmung der optimalen Stromkomponenten wurde von Grune in dessen Dissertation [26] durchgeführt. Eine einfache Vorgehensweise zur Ermittlung der Sollströme ist, wie bei der permanentmagneterregten Synchronmaschine, eine Regelung des Querstromes i_q bei einem Strom der d-Achse von 0 A. Dieses Verfahren führt aber zu einer starken Reduktion des Drehmomentes bei höheren Drehzahlen, da dann der Rotorstrom zur Einhaltung der Spannungsgrenze reduziert werden muss. Außerdem ist es durch die fehlende Ausnutzung des Reluktanzmomentes auch nicht verlustoptimal. Als weitere Möglichkeit erörtert Grune eine Methode, bei der die Ströme für einen konstanten Leistungsfaktor $\cos(\varphi) = 1$ gewählt werden, wodurch der Inverter optimal ausgenutzt wird. Dies führt aber vor allem im Grunddrehzahlbereich zu höheren Verlusten in der EESM. Als weitere Möglichkeit wird ein online Simplex-Verfahren vorgestellt, welches ausschließlich durch Messungen an den Eckpunkten eines Simplex im Betrieb die verlustoptimalen Betriebspunkte bestimmt. Dieses Verfahren ist aber aufgrund der Konvergenzdauer von einigen Sekunden sowie der Drehmomentschwankungen während der Ausführung nicht für die Verwendung in Fahrzeugen geeignet. Ein weiteres, diesmal modellbasiertes online Verfahren wird von Tang in dessen Dissertation [18] vorgestellt. In diesem werden die gewichteten Kupferverluste im Betrieb minimiert. Der Vorteil bei

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

der Minimierung der Kupferverluste liegt in der quadratischen Kostenfunktion, wodurch eine schnelle Konvergenz gewährleistet werden kann. Sollen jedoch die Gesamtverluste berücksichtigt werden, so ist nach [26] eine offline Optimierung das am besten geeignete Verfahren. Hierbei werden für einen gewählten mechanischen Betriebspunkt n und m_d die optimalen Ströme i_d^*, i_q^* und i_f^* so bestimmt, dass die Verluste minimal werden. Diese Optimierung wird für verschiedene Betriebspunkte durchgeführt und die resultierende Funktion $[i_d \quad i_q \quad iRot]^{\mathrm{T}} = \mathbf{f}_m(n, m_d)$ als Tabelle hinterlegt. In [36, 37] wird eine Optimierung der Statorströme bei konstantem Erregerstrom durchgeführt. Hierdurch vereinfacht sich zwar das Optimierungsproblem, aber eine Minimierung der Gesamtverluste ist nicht mehr möglich. Grune [26] und Halaa et al. [38] nutzen ein durch Messungen bestimmtes Maschinenmodell, um die Gesamtverluste zu minimieren, wobei in [26] auch die Inverterverluste berücksichtigt werden. In [17, 18] wird hierfür ein Maschinenmodell basierend auf der Finite-Elemente-Methode verwendet, wodurch die Kennfeldmessung im $\mathbb{R}^3$ vermieden wird.

Eine weitere Herausforderung bei der Regelung der EESM stellt die Einhaltung der zulässigen Rotortemperatur dar. Ist diese bekannt, dann können die Temperaturgrenzen wie in [21] durch eine Reduktion der Drehmomentvorgabe eingehalten werden. Dies verschlechtert aber die Gesamtperformance des Systems. In [38] wird daher beim Erreichen der Temperaturgrenze der Rotorstrom reduziert. Die Statorströme werden dann bei konstantem Rotorstrom so gewählt, dass das geforderte Drehmoment weiterhin eingestellt wird und die Effizienz maximiert wird. Da eine Optimierung im Betrieb aber sehr rechenintensiv ist und daher meist vermieden wird, müssen bei diesem Verfahren für eine Implementierung mit Tabellen sehr viele Arbeitspunkte hinterlegt werden. In [18, 26] wird hingegen eine Gewichtung der Kupferverluste im statischen Optimierungsproblem durchgeführt. Hierdurch ist eine gezielte Verschiebung der Verluste zwischen Stator und Rotor möglich.

Stromregelung

Bei der EESM kommt zu einer dynamischen Verkopplung des Erregerstromes i_f und des Stromes der d-Achse. Dies liegt daran, dass beide Ströme in der gleichen magnetischen Achse wirken und daher wie bei einem Transformator gekoppelt sind. In [21] wird diese Kopplung als unbekannte Störung behandelt und durch hinreichend schnelle PI-Regler unterdrückt. Zur Verbesserung des dynamischen Verhaltens erfolgt in [18, 39] eine Vorsteuerung der durch die Kopplung hervorgerufenen Störungen. Damit ist es möglich, das verbleibende System mit SISO PI-Reglern zu regeln. In [36] erfolgt ebenfalls eine Unterdrückung der dynamischen Kopplung sowie eine Versteuerung der nichtlinearen Größen. Dem verbleibenden LTI System wird dann mit dem *simple adaptive control* Algorithmus ein PT1 Verhalten eingeprägt. Eine flachheitsbasierte MIMO-Regelung basierend auf dem PI-Regler wird in [40] untersucht. Da es sich bei den Verfahren aber um reine Stromregler handelt, wird die Drehmomentdynamik durch die langsame Dynamik des Rotorkreises definiert. Ohne Vorhalten einer Strom- bzw. Spannungsreserve im Rotorkreis ist ein hochdynamischer Betrieb der Maschine somit nur schwer möglich.

Ein Ansatz, der eine dynamische Entkopplung vermeidet, wurde in [37] vorgestellt. Es handelt sich hierbei um einen passivitätsbasierten MIMO-Regler, welcher zwar eine hohe

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

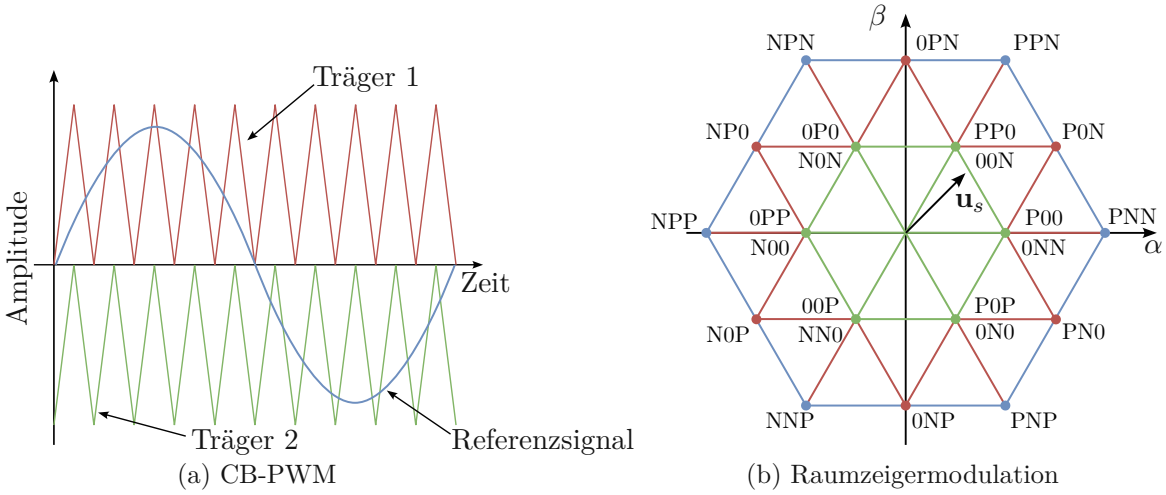
Robustheit, aber eine schlechtere Dynamik als der PI-Regler aufweist.

Pulsmustergenerierung

Die Pulsmustergenerierung für den Drei-Level Inverter wird häufig entkoppelt von der Stromregelung sowie der Bestimmung der optimalen Stromkomponenten betrachtet. Die wesentlichen Aufgaben sind hierbei [41, 42]:

- Erzeugung der Schaltsignale für die 12 steuerbaren Schalter des Drei-Level Inverters.
- Unterdrückung von Potentialschwankungen des neutralen Punktes.
- Minimierung der Schaltverluste.
- Ausgleich von Temperaturunterschieden zwischen den horizontalen und vertikalen Zweigen.

Die zwei häufigsten Verfahren zur Pulsmustergenerierung sind die *carrier-based* PWM (CB-PWM) sowie die Raumzeigermodulation, im englischen auch als *space vector modulation* (SVM) bezeichnet [31]. Die Verfahren sind in Abbildung 1.5 exemplarisch dargestellt.



(a) CB-PWM (b) Raumzeigermodulation

Abbildung 1.5: Verfahren zur Pulsmustergenerierung.

Die CB-PWM für den Drei-Level Inverter ist in Abbildung 1.5a gezeigt. Bei diesem Verfahren handelt es sich um eine direkte Erweiterung der CB-PWM für den Zwei-Level Inverter. Anstatt einem Trägersignal werden zwei Trägersignale verwendet, um das Pulsmuster zu erzeugen. Wenn der Augenblickswert des Referenzsignales größer als jener des oberen Trägersignals ist, dann wird der zugehörige Strang mit $u_{DC}/2$ verbunden. Verläuft das Referenzsignals unterhalb des unteren Trägersignals, so wird der Strang mit $-u_{DC}/2$ verbunden. Anderenfalls erfolgt die Verbindung mit dem neutralen Punkt. Dieses Verfahren ist aufgrund der Einfachheit eine populäre Lösung in der Industrie. Die Unterdrückung der Potenzialschwankungen des neutralen Punktes kann bei diesem Verfahren aber herausfordernd sein [31]. In [43] wird zwischen einem Drei-Level und einem

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Zwei-Level Betrieb umgeschaltet, um den neutralen Punkt nahe 0 V zu halten. Auch wenn dieses Verfahren sehr einfach umzusetzen ist, so gehen im Zwei-Level Betrieb die Vorteile des Drei-Level Inverters verloren. Daher werden in [44, 45] Verfahren vorgestellt, bei welchen durch gezieltes Einbringen von DC-Komponenten ins Referenzsignal ein Balancing der neutralen Punktes ermöglicht wird. Zhao [42] erweitert diese Strategie, um Temperaturdifferenzen zwischen den Schaltern ebenfalls ausgleichen zu können.

Die Verfahren der Raumzeigermodulation sind den grundlegenden CB-PWM Verfahren gemäß [46] hinsichtlich der Spannungsausnutzung überlegen. Das Raumzeigerdiagramm des Drei-Level Inverters ist in Abbildung 1.5b dargestellt und besitzt 27 Schaltzustände, von denen drei Zustände den Nullvektor ergeben. Das äußere Sechseck, in der Abbildung blau dargestellt, entspricht dem Raumzeigerdiagramm für den Zwei-Level Inverter. Die Vektoren des grün dargestellten inneren Sechseckes sind redundant, können also mit zwei Schaltzuständen erzeugt werden. Diese redundanten Vektoren können gemäß [41, 46–49] zum Balancing des neutralen Punktes eingesetzt werden. In [48, 49] werden hierzu kontinuierlich geregelte Verfahren vorgestellt, welche durch Anpassung der Schaltzeiten sowie durch entsprechende Auswahl der Vektoren die Schwankungen des neutralen Punktes minimieren. In [41, 46] werden hysteresebasierte Verfahren vorgestellt, welche die Potenzialschwankungen durch Anlegen bestimmter Schaltmuster ohne Anpassung der Schaltzeiten minimieren. Diese Verfahren erreichen im Vergleich mit den kontinuierlich geregelten Verfahren reduzierte Schaltverluste, führen aber zu einem höheren Spannungsrippel des neutralen Punktes.

1.2.2 Gesamtregelkonzepte

Auch die direkte Regelung des Gesamtsystems ohne bzw. nur unter teilweiser Verwendung der feldorientierten Reglerstruktur wurde angedacht. Hierzu wurde in [50] eine *deadbeat direct torque* Regelung mit Raumzeigermodulation am Ausgang genutzt, um die sonst störenden Drehmomentrippel einer *direct torque* Regelung zu reduzieren. Dieses Verfahren ermöglicht eine sehr dynamische Drehmomenteinprägung, ist aber schwierig mit der häufig genutzten statischen Verlustoptimierung in Einklang zu bringen. In der Literatur ebenfalls häufiger zu finden sind modellprädikative Regelungsverfahren, insbesondere die *finite-control-set* MPC (FCS-MPC). So wurde in [51] ein Verfahren zur Bestimmung der optimalen Pulsmuster zur Stromregelung einer PMSM mit einem Drei-Level Inverter inklusive einer Minimierung der Fluktuationen des neutralen Punktes sowie einer Schaltfrequenzanpassung vorgestellt. Umfangreiche Betrachtungen zu diesem Thema finden sich auch in [52] sowie in [53], in welchem neben der FCS-MPC auch eine Verbindung von MPC und direct-torque Regelung sowie MPC und optimalen Pulsmustern vorgestellt werden. Diese optimalen Verfahren haben aber gemeinsam, dass diese insbesondere bei der direkten Generierung von Pulsmustern nur für äußerst geringe Schaltfrequenzen geeignet sind [52].

1.2.3 Rotorstromregelung der bürstenlosen EESM

Wie in Abschnitt 1.1.1 beschrieben, ist vor allem die EESM mit einer bürstenlosen Erregung sehr gut für die Verwendung in Elektrofahrzeugen geeignet. Neben der technischen Reali-

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

sierung der Energieübertragung in den Rotor ist auch die Regelung des Rotorstromes Teil der Forschung. Daher erfolgt an dieser Stelle noch eine kurze Beschreibung des aktuellen Stands der Technik. In [17] wird eine Messung des primärseitigen Trafostroms angedacht und über das Wicklungsverhältnis der sekundärseitige Strom bestimmt. Dies erfordert eine präzise Einhaltung der Abtastzeitpunkte, um den Einfluss des Magnetisierungsstromes auf die Messung gering zu halten. Daher wird in [17] der stationäre Rotorstrom durch Leistungsbetrachtungen unter Berücksichtigung des Wirkungsgrades geschätzt. Des Weiteren wird eine Bestimmung des Rotorstromes basierend auf dem Leistungsfaktor des Stators vorgeschlagen. In [18] erfolgt nicht nur eine Schätzung des stationären Rotorstromes, sondern auch des dynamischen Verhaltens. Hierzu wird auf Basis von Kennfeldern der stationäre Endwert des DC-seitigen Stromes sowie des Rotorstromes bestimmt und durch PT1 Systeme das dynamische Verhalten simuliert. Des Weiteren wird ein Störbeobachter eingesetzt, um die Rotortemperatur zu schätzen. Eine Schätzung des Rotorstrom auf Basis eines Flussbeobachters wird in [54] vorgeschlagen, benötigt aber eine im automotive Bereich unübliche Messung der Ausgangsspannung. Von Köhler et. al wird in [55] eine Rotorstrombeobachtung und Widerstandsschätzung mit einem nichtlinearen Beobachter durchgeführt und eine flachheitsbasierte Trajektorienfolgeregelung angewandt.

1.3 Zielsetzung

In den vorherigen Abschnitten wurde die Eignung der elektrisch erregten Synchronmaschine sowie des T-NPC Inverters für die Verwendung in Elektrofahrzeugen erläutert. Diese Anordnung wird beim Unternehmen HOFER POWERTRAIN in deren *electronic drive unit* (EDU) genutzt. Hierbei handelt es sich um ein integriertes Antriebssystem, bestehend aus dem Elektromotor, dem Statorinverter sowie dem DC/DC Wandler des Erregersystems.

Durch die Verwendung dieser Komponenten soll die Effizienz des Gesamtsystems gesteigert, Störungen reduziert und die Kosten gesenkt werden. Ziel dieser Arbeit ist es nun, ein Gesamtregelkonzept zur Drehmomentregelung der elektrisch erregten Synchronmaschine in Kombination mit dem T-NPC Inverter zu entwickeln.

Hierbei ist beim Inverter neben einer Minimierung der Verluste insbesondere eine Strategie zur Stabilisierung des neutralen Punktes erforderlich. Des weiteren kommt es durch die unterschiedliche Belastung der horizontalen und vertikalen Zweige in der T-Topologie zu einer ungleichen Erwärmung der Schalter. Auch diese gilt es in der Regelstrategie zu berücksichtigen.

Die elektrisch erregte Synchronmaschine besitzt nun im Vergleich mit den anderen Drehfeldmaschinen aus Abschnitt 1.1.1 durch den Rotorstrom einen weiteren Zustand. Dies erhöht die Komplexität der Regelung, da neben der statischen Kopplung der d-Achse und q-Achse über die Winkelgeschwindigkeit nun auch eine dynamische Kopplung der d-Achse und des Rotors vorliegt. Außerdem sind die Zeitkonstanten der elektrischen Dynamik durch die große Rotorinduktivität stark unterschiedlich, was ebenfalls in geeigneter Weise berücksichtigt werden muss. Die EESM ist somit ein nichtlineares MIMO System, was die Verwendung fortgeschrittener Regelungsmethoden notwendig macht.

Darüber hinaus soll stationär ein verlustoptimaler Betrieb der EESM ermöglicht werden, um die Effizienz zu maximieren. Doch es gilt auch die thermischen Beschränkungen der

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Maschine zu berücksichtigen, um eine unzulässige Erwärmung des Rotors zu verhindern. Hierzu muss die Motortabelle der EESM mit einer geeigneten statischen Optimierung bestimmt werden.

Zusammengefasst sind somit die folgenden Punkte im Zuge dieser Diplomarbeit umzusetzen:

- Modellierung des T-NPC Inverters, insbesondere des neutralen Punktes sowie der Verluste in den horizontalen und vertikalen Zweigen.
- Modellierung der EESM unter Berücksichtigung der magnetischen Sättigung, der dynamischen Kopplung und der Stator- sowie Rotorverluste.
- Entwicklung einer Strategie zur Generierung der Pulsmuster des T-NPC Inverters mit Umsetzung des Balancing des neutralen Punktes und Berücksichtigung des thermischen Verhaltens.
- Bestimmung der optimalen stationären Ströme der elektrisch erregten Synchronmaschine unter Berücksichtigung der Verlustaufteilung zwischen Stator und Rotor.
- Entwicklung eines dynamischen Stromreglers unter Berücksichtigung der Nichtlinearitäten sowie der MIMO Charakteristik der EESM.

Um den Umfang dieser Arbeit in einem vertretbaren Rahmen zu halten, wird die Berücksichtigung der bürstenlosen Erregung explizit ausgeschlossen. Es wird daher angenommen, dass der Rotorstrom zu Verfügung steht und die geforderte Rotorspannung verzögerungsfrei und ideal eingestellt werden kann.

Bei der Umsetzung der Arbeit wird zudem ein besonderer Fokus auf die Verwendung optimaler Regelstrategien gelegt. Diese ermöglichen durch die Verwendung von Gewichtungsfaktoren eine intuitive und einfache Einstellung der Reglerparameter und vereinfachen somit die Inbetriebnahme der Regelung.

Da sich die betrachtete EESM noch in Entwicklung befindet und auch die verwendete EDU noch nicht die Rechenkapazität für die Verwendung fortgeschrittener Regelungsalgorithmen hat, beschränkt sich diese Arbeit auf Simulationen, um die verwendete Strategie zu demonstrieren. Insbesondere bei der modellprädikativen Regelung aus Abschnitt 5.1 können daher die Rechenzeitbeschränkungen nicht explizit berücksichtigt werden.

1.4 Gliederung der Arbeit

Der Aufbau der vorliegenden Arbeit ist in Abbildung 1.6 dargestellt und folgt der Struktur der feldorientierten Regelung.

Als Grundlage für die Entwicklung des Regelverfahrens werden zuerst in Abschnitt 2.1 und Abschnitt 2.2 die Modelle der elektrisch erregten Synchronmaschine sowie des T-NPC Inverters erstellt. Hierzu wird in Abschnitt 2.1.1 zuerst die generelle Funktion sowie der Aufbau des Inverters beschrieben bevor in Abschnitt 2.1.2 das Verhalten des neutralen Punktes diskutiert und der schaltfrequente Rippel quantitativ bestimmt wird.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

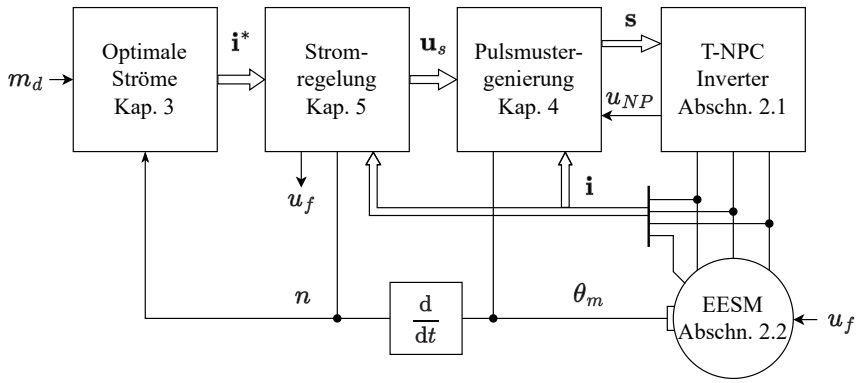


Abbildung 1.6: Aufbau der vorliegenden Arbeit.

In Abschnitt 2.2 wird zuerst das Modell der elektrisch erregten Synchronmaschine unter Annahme konstanter Induktivitäten betrachtet. Anschließend erfolgt eine Erweiterung des Modells zur Berücksichtigung der magnetischen Sättigung.

Anhand des Modells der EESM lassen sich die stationär optimalen Stromkomponenten bestimmen. Dies erfolgt in Kapitel 3. Hierbei werden zuerst die Stromortskurven der EESM diskutiert und das stationäre Verhalten näher betrachtet. Anschließend wird Abschnitt 3.2 ein Optimierungsproblem zur Kupferverlustminimierung vorgestellt, welche auch eine Verschiebung von Verlusten zwischen Rotor und Stator ermöglicht. Dieses Problem wird zuerst analytisch für das ungesättigte Modell und anschließend numerisch für das sättigungsbehaftete Modell der EESM gelöst.

Kapitel 4 beschäftigt sich anschließend mit der Generierung der optimalen Pulsmuster. Im Zuge dessen wird ein Verfahren vorgestellt, welches durch die Verbindung der Raumzeigermodulation und der *finite-control-set* MPC den neutralen Punkt im Mittel bei 0 V halten kann und darüber hinaus eine Verschiebung der Verluste ermöglicht. Um die grundlegende Funktion dieses Verfahrens zu zeigen, wird das Verhalten in Abschnitt 4.2 simulativ untersucht.

Zuletzt wird die dynamische Stromregelung der EESM diskutiert. In Abschnitt 5.1 wird hierzu eine modellprädikative Regelstrategie vorgestellt, welche nicht nur als Strom- sondern auch als Drehmomentregelung arbeitet und somit eine deutlich besseres dynamisches Verhalten erzielt als vergleichbare Regelstrategien. Hierzu wird Abschnitt 5.1.2 das Optimalsteuerungsproblem erläutert und in Abschnitt 5.1.3 das verwendete Maschinenmodell näher beschrieben. Anschließend erfolgt eine Beschreibung der konkreten Implementierung durch das wiederkehrende Lösen quadratischer Programme.

Der MPC wird eine flachheitsbasierte Regelstrategie gegenübergestellt, welche in Abschnitt 5.2 vorgestellt wird. In Abschnitt 5.3 werden diese Verfahren in verschiedenen Betriebszuständen simulativ getestet und die Unterscheide herausgearbeitet.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

2 Modellbildung

Zur Umsetzung der modellprädikativen Regelstrategien sowie zur Durchführung von Simulationsstudien wird ein Modell des T-NPC Inverters sowie der EESM benötigt. Diese Modelle sollen die elektrischen Eigenschaften sowie die wesentlichen Verlustmechanismen dieser Systeme abbilden. Daher wird in diesem Kapitel die Funktion des T-NPC Inverters sowie der elektrisch erregten Synchronmaschine näher beschrieben und die relevanten Gleichungen hergeleitet.

2.1 T-NPC Inverter

Die Vorteile der T-NPC Topologie wurden bereits in Abschnitt 1.1.2 ausführlich erläutert. Um eine effiziente Regelstrategie zu entwickeln, die neben dem primären Ziel der Spannungserzeugung auch in der Lage ist den neutralen Punkt auf ca. 0 V zu halten und darüber hinaus die Verluste des Inverters minimiert, ist eine genaue Kenntnis des Systemverhaltens notwendig. In diesem Abschnitt erfolgt daher nun eine genaue Beschreibung des Betriebsverhaltens sowie der Verlustmechanismen dieser Invertertopologie.

2.1.1 Aufbau und Funktion

Die Struktur des T-NPC Inverters ist in Abbildung 2.1 dargestellt. Anhand der Abbildung ist ersichtlich, dass dieser Inverter eine Erweiterung des Zwei-Level Inverters um einen bidirektionalen Schalter auf den neutralen Punkt (NP) darstellt. Dieser neutrale Punkt stellt eine schwebende Masse dar, welche durch den kapazitiven Spannungsteiler bestehend aus C_p und C_n realisiert wird. Ein wesentliches Ziel der Regelung besteht darin, die Bedingung $u_{C_p} \approx u_{C_n}$ zu erfüllen und somit sicherzustellen, dass der neutrale Punkt tatsächlich nahe dem Potenzial von 0 V bleibt. In der englischen Literatur ist diese Aufgabe als *neutral point voltage balancing* Problem bekannt [41, 49].

Die Schalter jedes Brückenzweiges sind in einen horizontalen und vertikalen Abschnitt unterteilt. Der vertikale Abschnitt besteht aus den Schaltern $S_{x,1}$ und $S_{x,4}$ mit $x \in \{u, v, w\}$. Diese Schalter müssen die vollständige DC-Spannung blockieren können und weisen daher in der Regel eine höhere Sperrspannung auf als die Schalter des horizontalen Abschnittes. Dieser wird durch die Schalter $S_{x,2}$ und $S_{x,3}$ gebildet, welche nur für die halbe DC-Spannung ausgelegt werden müssen. Jeder Brückenzweig besteht somit aus vier Schaltern und vier Dioden, mit welchen die in Tabelle 2.1 angeführten Schaltzustände realisiert werden können [31].

Im ersten Fall, im Folgenden als P-Zustand bezeichnet, wird der jeweilige Strang mit $u_{DC}/2$ verbunden. Hierzu werden die Schalter $S_{x,1}$ und $S_{x,2}$ geschlossen. Der zweite Zustand beim Drei-Level Inverter wird als 0-Zustand bezeichnet und durch Betätigung der Schalter $S_{x,2}$ und $S_{x,3}$ realisiert. Hierdurch wird der jeweilige Strang mit dem neutralen

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

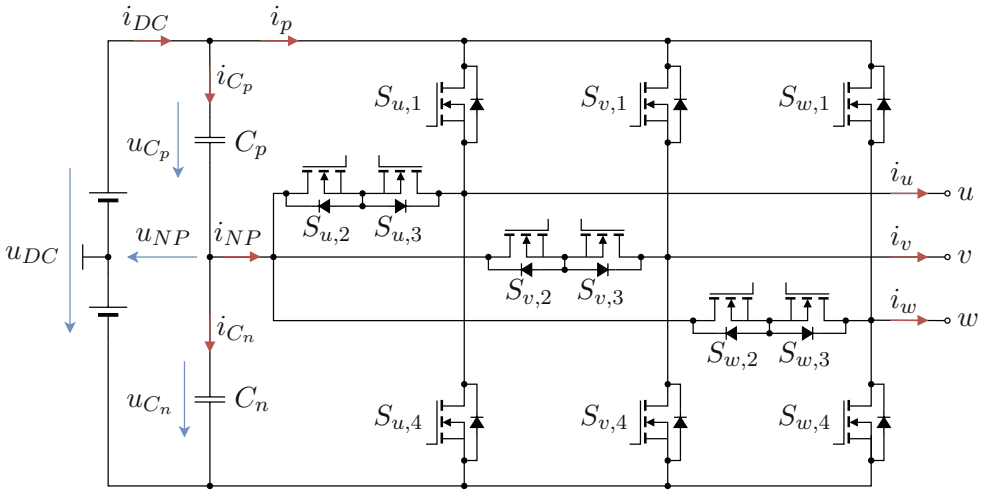


Abbildung 2.1: Drei-Level Inverter in NPC Topologie.

Schaltzustand	$S_{x,1}$	$S_{x,2}$	$S_{x,3}$	$S_{x,4}$
P	Ein	Ein	Aus	Aus
0	Aus	Ein	Ein	Aus
N	Aus	Aus	Ein	Ein

Tabelle 2.1: Zulässige Zustände des Brückenzweiges eines Drei-Level-Inverters.

Punkt verbunden und auf ca. 0 V geklemmt. Zur Herstellung des dritten Zustandes werden die Schalter $S_{x,3}$ und $S_{x,4}$ betätigt und der Strang somit mit $-u_{DC}/2$ verbunden. Dieser Zustand wird als N-Zustand bezeichnet.

Die Betätigung von $S_{x,2}$ im P-Zustand bzw. von $S_{x,3}$ im N-Zustand ist hierbei für die technische Realisierung der Ausgangsspannung nicht unbedingt notwendig, ermöglicht aber eine Reduktion der Verluste beim Umschalten in den 0-Zustand. Darüber hinaus kann dann derselbe Modulator für den NPC und T-NPC Inverter genutzt werden [33, 46]. Alle anderen Schalterkombinationen sind nicht zulässig und führen zu Brückenkurzschlüssen oder undefinierten Ausgangsspannungen.

Somit sind mit den drei Brückenzweigen $3^3 = 27$ Schaltzustände realisierbar. Wie bei einem Zwei-Level Inverter, bietet sich beim Drei-Level Inverter die Verwendung der Raumzeigerrechnung zur Darstellung der möglichen Schaltzustände und in weiter Folge auch zur Generierung der Pulsmuster an. Hierzu werden in Anlehnung an [56, S. 202-206] die Strangspannungen u_u, u_v und u_w für jeden Schaltzustand berechnet und gemäß

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

in das statorfeste $\alpha\beta$-Koordinatensystem transformiert. Daraus resultiert für eine in Stern geschaltete Maschine das in Abbildung 2.2 dargestellte Raumzeigerdiagramm.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

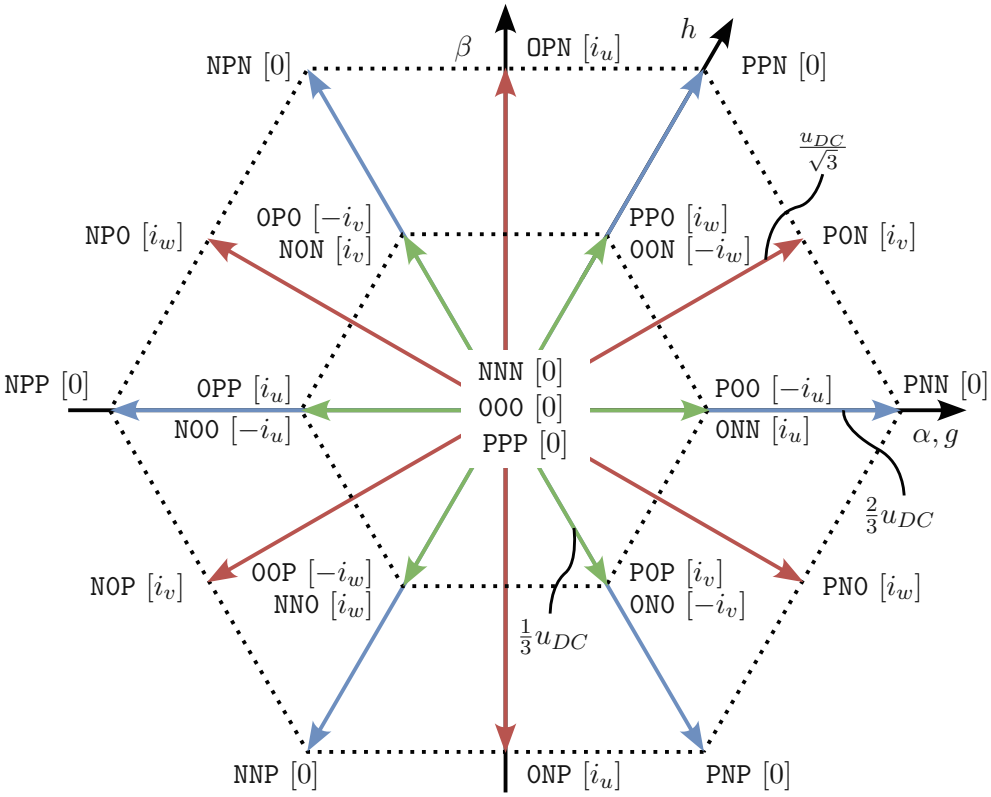


Abbildung 2.2: Raumzeigerdiagramm des Drei-Level Inverters [46].

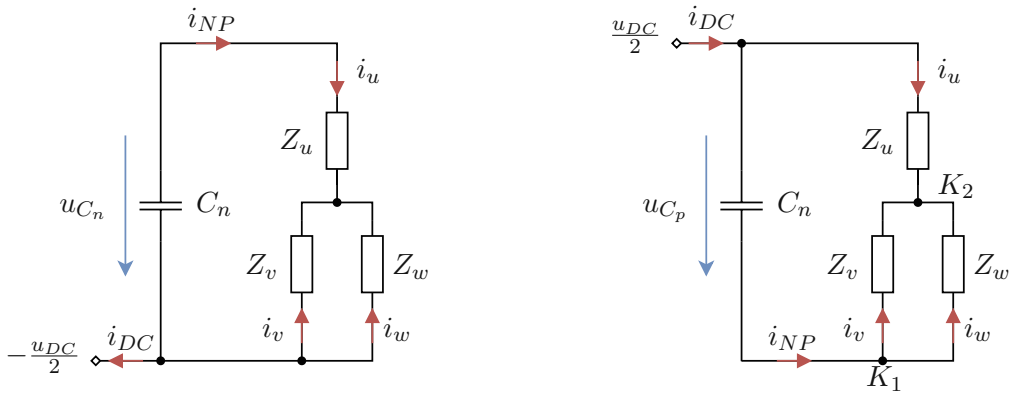
Die Eckpunkte des äußeren Sechseckes werden von den sechs großen Raumzeigern gebildet. Diese Raumzeiger entsprechen jenen des Zwei-Level Inverters und haben eine Länge von 2/3 u_{DC}. Dies entspricht auch der maximal möglichen Strangspitzenspannung, die an die Maschine angelegt werden kann. Die rot markierten Raumzeiger liegen in der Mitte der Verbindungslinie zweier Eckpunkte des äußeren Sechsecks. Diese werden in der Literatur als mittlere Raumzeiger bezeichnet und besitzen eine Länge von $u_{DC}/\sqrt{3}$. Dies entspricht dem Innkreisradius des äußeren Sechseckes und markiert die Grenze der sinusförmigen Aussteuerung. Die grün markierten Raumzeiger werden als kleine Raumzeiger bezeichnet und bilden ein weiteres Sechseck mit einem Umkreisradius von 1/3 u_{DC}. Diese entsprechen somit der halben Länge der großen Raumzeiger. Wie aus der Abbildung ersichtlich, sind diese Raumzeiger redundant und können mit jeweils zwei Schaltzuständen erzeugt werden. Die in Abbildung 2.2 dargestellten Vektoren werden auch als Basisvektoren bezeichnet. Jene Raumzeiger mit der Länge Null, von denen beim T-NPC Inverter drei existieren, werden Nullraumzeiger genannt [33].

2.1.2 Der neutrale Punkt

Um die drei Ausgangsspannungen erzeugen zu können, benötigt der Drei-Level Inverter eine weitere Spannungsstufe. Diese wird durch den kapazitiven Spannungsteiler bestehend aus C_p und C_n erzeugt. Für diese Kondensatoren wird eine Spannung $u_{C_p} = u_{C_n} = u_{DC}/2$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

gefordert, wodurch der neutrale Punkt auf einem Potenzial von $u_{NP} = 0\,\mathrm{V}$ liegt. Wird nun zumindest eine Brücke in den 0-Zustand versetzt, was bei jedem mittleren und kleinen Raumzeiger der Fall ist, so wird der Stromkreis über die Kondensatoren C_p bzw. C_n geschlossen und es kommt zu einem Strom i_{NP} aus dem neutralen Punkt.



(a) Zustand `ONN` (b) Zustand `POO`

Abbildung 2.3: NP-Strom bei verschiedenen Schaltzuständen.

In Abbildung 2.3 sind beispielhaft die Ersatzschaltbilder für die Schaltzustände `ONN` und `POO` bei einer symmetrischen Last in Sternschaltung dargestellt. Anhand der Abbildung ist klar, dass für den geforderten Fall $u_{C_p} = u_{C_n}$ die Strangspannungen in beiden Zuständen gleich sind. Für den Zustand `ONN` in Abbildung 2.3a ist sofort ersichtlich, dass $i_{NP} = i_u$ gelten muss. Wird im Zustand `POO` in Abbildung 2.3b die Knotenregel für K_1 angewandt, so ergibt sich $i_{NP} = i_v + i_w$. Darüber hinaus gilt bei Knoten K_2, dass $i_u + i_v + i_w = 0\,\mathrm{A}$ ist und somit $i_{NP} = -i_u$ sein muss. Führt man diese Überlegungen für jeden Raumzeiger durch, so ergeben sich die in Abbildung 2.2 in eckigen Klammern dargestellten Ströme. Aus der Abbildung geht hervor, dass die redundanten kleinen Vektoren bei gleicher Ausgangsspannung zu einem NP-Strom mit umgekehrten Vorzeichen führen. Diese Eigenschaft ist wesentlich, um den neutralen Punkt bei einem Potenzial von $0\,\mathrm{V}$ zu halten.

Der Strom i_{NP} führt zu einer Umladung der Kondensatoren C_p und C_n und damit zu einer Variation NP-Potentials. Die Variation des neutralen Punktes soll nun quantitativ beschrieben werden. Die folgenden Ausführungen sind an [47, 57] angelehnt und können anhand von Abbildung 2.1 nachvollzogen werden.

Im ersten Schritt gilt es die Kondensatorströme i_{C_p} und i_{C_n} durch i_{NP} auszudrücken. Die Anwendung der Knotenregel am neutralen Punkt ergibt

$$i_{NP} = i_{C_p} - i_{C_n} \ . \tag{2.2}$$

Des Weiteren gilt aufgrund der Maschenregel

$$u_{DC} = u_{C_p} + u_{C_n} \tag{2.3a}$$

$$\frac{u_{DC}}{2} = u_{C_p} + u_{NP} \ . \tag{2.3b}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Wird nun noch die Differenzialgleichung der Kondensatoren

$$i_x = C_x \frac{\mathrm{d}u_{C_x}}{\mathrm{d}t} \tag{2.4}$$

mit $x \in \{p, n\}$ unter Annahme einer konstanten Spannung u_{DC} herangezogen, so ergibt sich durch Einsetzen von (2.3a) in (2.4)

$$i_{C_p} = C_p \frac{\mathrm{d}u_{C_p}}{\mathrm{d}t} = C_p \left(\underbrace{\frac{\mathrm{d}u_{DC}}{\mathrm{d}t}}_{0} - \frac{\mathrm{d}u_{C_n}}{\mathrm{d}t} \right) = -\frac{C_p}{C_n} i_{C_n} \ . \tag{2.5}$$

Unter Verwendung von (2.2) ergeben sich dann die gesuchten Kondensatorströme zu

$$i_{C_p} = \frac{i_{NP}}{1 + C_n/C_p} \tag{2.6a}$$

$$i_{C_n} = -\frac{i_{NP}}{1 + C_p/C_n} \ . \tag{2.6b}$$

Im nächsten Schritt gilt es nun die Potenzialschwankungen des neutralen Punktes zu bestimmen. Die Spannung des neutralen Punktes gegenüber der Referenz errechnet sich aus (2.3) und ergibt sich zu

$$u_{NP} = \frac{u_{C_n} - u_{C_p}}{2} \ . \tag{2.7}$$

Unter Annahme einer hinreichend hohen Schaltfrequenz sowie einer hinreichend großen Lastinduktivität, kann i_{NP} während eines Schaltzustandes als konstant angenommen werden. Damit ergibt sich das Potenzial des neutralen Punktes am Ende einer Schaltsequenz mit der Dauer T_e durch Einsetzen von (2.6) in (2.4) und (2.7) zu

$$u_{NP} = u_{NP,0} - i_{NP} \frac{T_e}{C_p + C_n} \ , \tag{2.8}$$

wobei $u_{NP,0}$ die Spannung des neutralen Punktes zu Beginn des Schaltzustandes beschreibt.

Die Schwankung des neutralen Punktes hängt somit von den Kapazitäten der Zwischenkreiskondensatoren, dem Strom durch den neutralen Punkt i_{NP} sowie der Einschaltdauer T_e ab. Aus (2.6) geht hervor, dass sich die Ströme gemäß dem Verhältnis der Kapazitäten aufteilen. Es ist daher sinnvoll, die Kapazitäten C_p und C_n gleich der halben Zwischenkreiskapazität C_{zk} zu wählen, um eine gleichmäßige Belastung zu gewährleisten. Es muss also

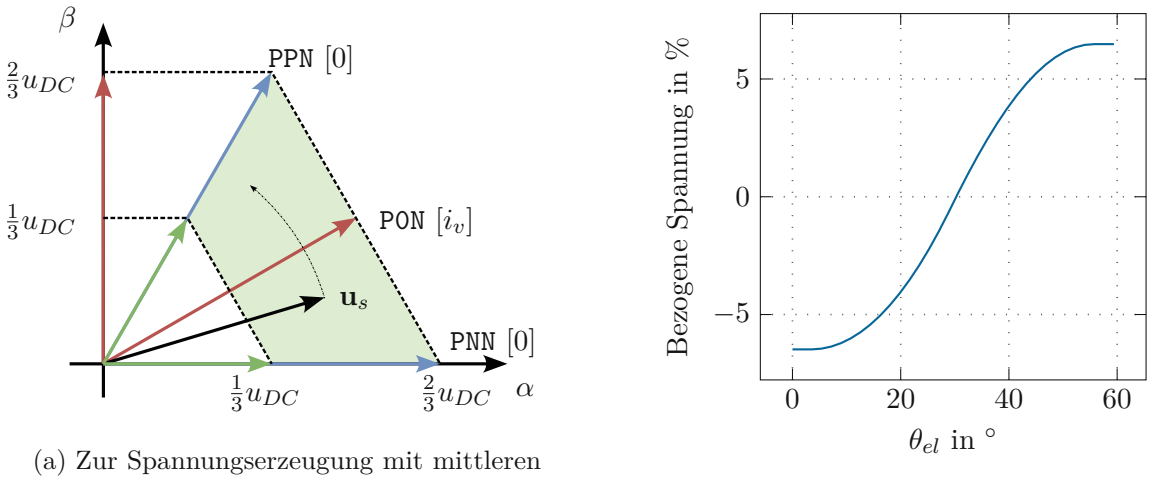
$$C_p = C_n = \frac{C_{zk}}{2} \tag{2.9}$$

gelten.

Durch die entsprechende Wahl der kurzen Raumzeiger kann u_{NP} somit nahe 0 V gehalten werden. Dies ist aber nur in einem eingeschränkten Betriebsbereich möglich, wie in

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

[47] gezeigt. Um dies zu erläutern, ist in Abbildung 2.4a ein Ausschnitt des Raumzeigerdiagramms dargestellt. Bei Verwendung der *nearest-three-vector* Raumzeigermodulation sowie der CB-PWM wird ein geforderter Raumzeiger $\mathbf{u}_s$ durch Modulation der drei benachbarten Basisraumzeiger mit der geringsten euklidischen Distanz generiert. Befindet sich $\mathbf{u}_s$ in dem in Abbildung 2.4a grün markierten Bereich, dann wird der mittlere Raumzeiger `PON` zur Modulation herangezogen. Der NP-Strom dieses Basisraumzeigers kann aber nun nicht mehr in allen Betriebszuständen durch die kleinen Raumzeiger kompensiert werden. Betrachtet man z. B. den Fall $\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{\texttt{PON}}$, dann wird ausschließlich der Basisraumzeiger `PON` zur Modulation verwendet und die Zwischenkreiskondensatoren werden ohne Stabilisierungsmöglichkeit umgeladen. Wenn sich der Referenzraumzeiger dreht, dann kumuliert sich die nicht kompensierbare Ladung in jedem Schaltzustand. Dieses Verhalten ist in Abbildung 2.4b für eine bezogene Frequenz von 1.571, einen bezogenen Strom von 0.738, eine Phasenverschiebung von $\varphi = 60°$ einem Modulationsindex von $m = u_{DC}/\sqrt{3} = 1$ und eine bezogenen Kapazität von $C_p = C_n = 0.708$ dargestellt. Die Bezugsgrößen basieren auf den Nenndaten der EESM aus Abschnitt 2.2. Man sieht, dass die NP-Spannung innerhalb des 60° umfassenden Abschnittes ansteigt. Da sich das Vorzeichen des NP-Stromes im nächsten Abschnitt umdreht, baut sich die kumulierte Ladung anschließend wieder ab. Dies führt zu einem Spannungsrippel des neutralen Punktes mit der dreifachen Frequenz der Grundwelle der Ausgangsspannung [47].



(a) Zur Spannungserzeugung mit mittleren Basisraumzeigern.

(b) Spannungsverlauf des neutralen Punktes.

Abbildung 2.4: Zum Rippel des neutralen Punktes.

Die Amplitude dieses Rippels ist von der Zwischenkreiskapazität, der Frequenz des Ausgangssignals, dem Leistungsfaktor, dem Strom sowie der Höhe der Ausgangsspannung abhängig. In Abbildung 2.5 ist ein ausgewähltes Beispiel mit einer idealen NP-Regelung dargestellt. Man erkennt, dass es einen Bereich gibt in welchem die Ströme hervorgerufen durch den mittleren Raumzeiger exakt kompensiert werden können. Mit steigendem Modulationsindex und abnehmendem Leistungsfaktor verringern sich die Möglichkeiten zur Kompensation allerdings zunehmend und die Amplitude des NP-Rippels vergrößert sich. An dieser Stelle sei zudem noch erwähnt, dass dieser niederfrequente Rippel nicht

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

durch Änderung der Schaltfrequenz beeinflusst werden kann. Diese bestimmt lediglich die Höhe der schaltfrequenten Oszillationen des neutralen Punktes.

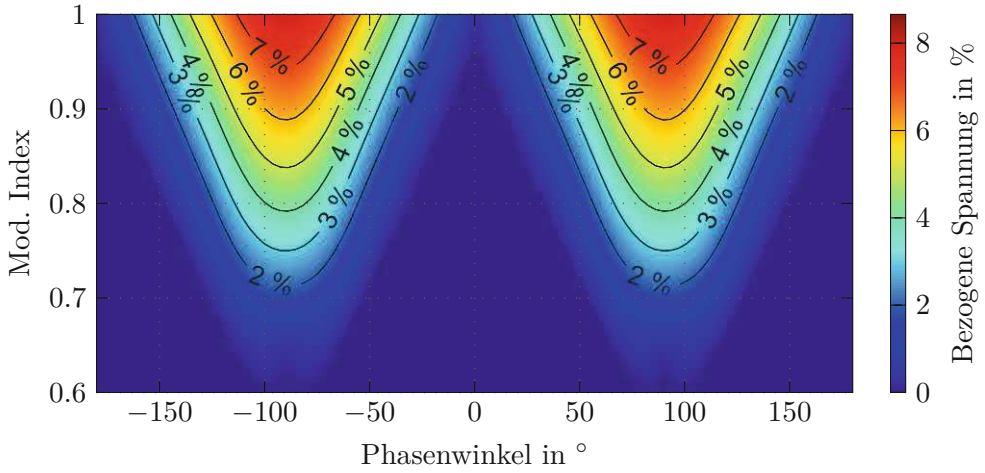


Abbildung 2.5: Maximaler NP-Rippel bei einer idealen NP-Regelung.

2.1.3 Verluste

In dieser Arbeit werden SiC MOSFETs verwendet. Als unipolares Bauteil verhält sich ein MOSFET im eingeschalteten Zustand in einem großen Strombereich wie ein ohmscher Widerstand mit einem positiven Temperaturkoeffizienten. Dies ermöglicht eine einfache Parallelschaltung dieser Bauteile, um die Strombelastung zu reduzieren [58, S. 101].

Durchlassverluste

Die Ausgangskennlinie der MOSFETs lässt sich in guter Näherung durch eine Gerade approximieren, deren Steigung als Einschaltwiderstand $R_{DS,on}$ bezeichnet wird. Für die in dieser Arbeit verwendeten MOSFETs sind die Kennlinien in Abbildung 2.6 dargestellt. Wie man sieht, ist der Widerstand der Schalter im vertikalen Zweig aufgrund der höheren Sperrspannung deutlich größer. Daher werden im Inverter für jeden vertikalen Schalter drei und für jeden horizontalen Schalter zwei MOSFETs parallel geschaltet.

Die ohmsche Charakteristik sowie die Fähigkeit von MOSFETs, Ströme in beiden Richtungen zu führen, macht die Bestimmung der Durchlassverluste besonders einfach. Die umgesetzte Leistung ergibt sich über das ohmsche Gesetz direkt zu $p = i_{DS}^2 R_{DS,on}$, wobei mit i_{DS} der Strom über die Drain-Source Strecke des MOSFETs bezeichnet wird. In Abbildung 2.7 sind die Strompfade für die möglichen Schaltzustände eines Brückenzweiges des T-NPC Inverters angeführt. Wie anhand der Abbildung ersichtlich, fließt der Strom im P-, bzw. N-Zustand über S_1 bzw. S_4 und führt zu Verlusten im jeweiligen Bauteil. Für den 0-Zustand führt der Strompfad über S_2 und S_3. Somit ergibt sich die Wärmeenergie des horizontalen Zweigs $E_{d,x}^h$ sowie des vertikalen Zweiges $E_{d,x}^v$ aufgrund der Durchlassverluste während mit einer Einschaltdauer T_e zu

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

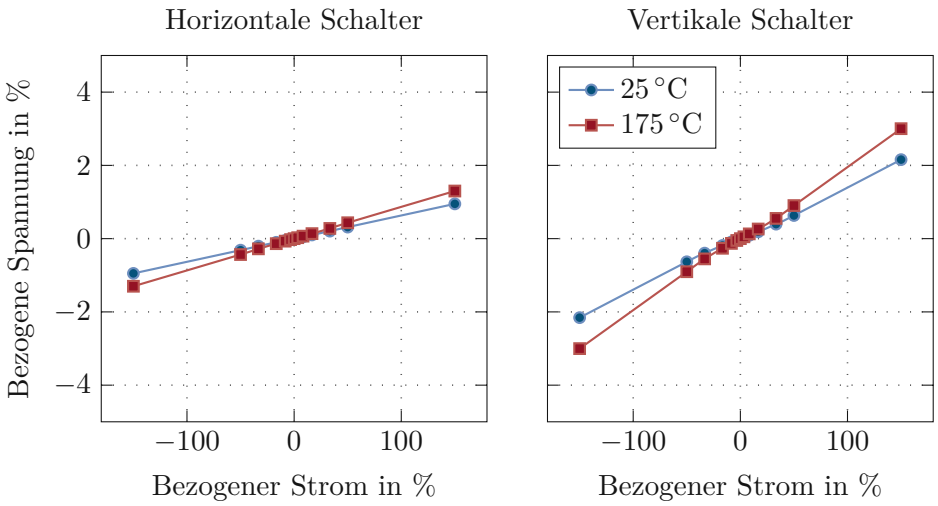
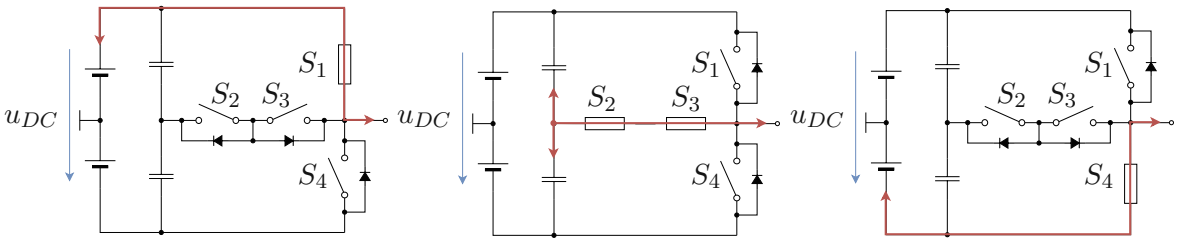


Abbildung 2.6: Ausgangskennlinie der verwendeten MOSFETs.

$$E^h_{d,x} = 2T_e i_x^2 R^h_{DS,on} \quad \text{und} \quad E^v_{d,x} = T_e i_x^2 R^v_{DS,on} \tag{2.10}$$

wobei $R^v_{DS,on}$ den Drain-Source Widerstand eines Schalters des vertikalen Zweiges und $R^h_{DS,on}$ den Drain-Source Widerstand eines Schalters des horizontalen Zweiges indiziert. Der Strom i_x entspricht dem Strom des entsprechenden Stranges $x \in \{u, v, w\}$.



(a) P-Zustand (b) 0-Zustand (c) N-Zustand

Abbildung 2.7: Durchlassverluste bei unterschiedlichen Brückenzuständen.

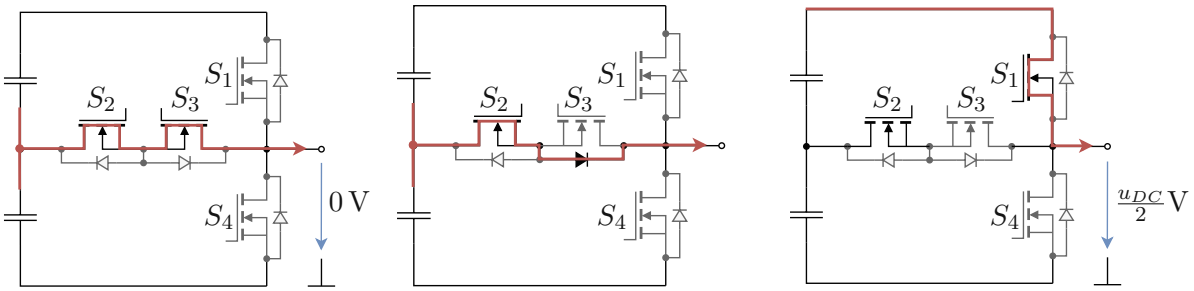
Schaltverluste

Die Schaltverluste eines MOSFETs hängen im Wesentlichen von der Drain-Source Spannung u_{DS} sowie dem zu schaltenden Strom i_{DS} ab. Die Vorgänge sollen anhand des Brückenzweiges in Abbildung 2.8 erläutert werden und sind an [42, 58] angelehnt. Der Anfangszustand der Brücke sei der 0-Zustand, in welchem die Schalter S_2 und S_3 geschlossen sind und ein Strom mit positivem Vorzeichen fließt. Wie schon bei der Herleitung des NP-Rippels wird dieser Strom als konstant angenommen. Nun soll ein Wechsel in den P-Zustand erfolgen, was das Öffnen von S_3 und das Schließen von S_1 bedingt. Um einen

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

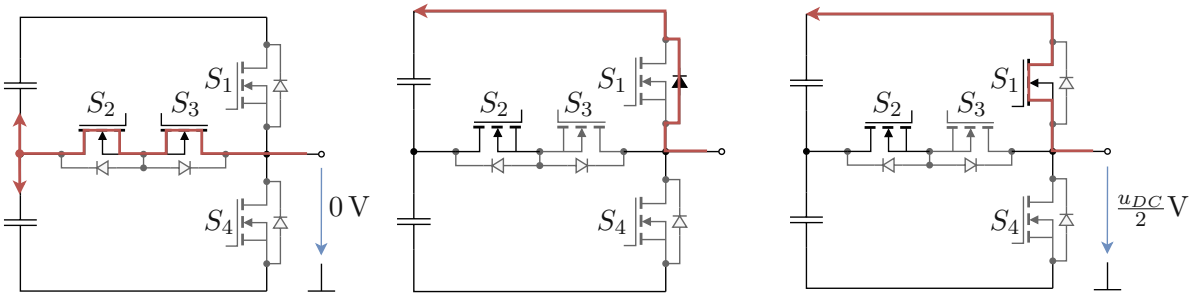
Brückenkurzschluss zu vermeiden, wird zuerst S_3 geöffnet. Der Strom kommutiert hierbei in die Body-Diode des MOSFETs. Diese beschränkt u_{DS} von S_3 auf die Vorwärtsspannung der Body-Diode, wodurch die Schaltverluste beim Ausschalten von S_3 minimal sind [58, S. 107-111]. Die Ausgangsspannung der Brücke hat sich in diesem Zeitraum kaum verändert.

Wird nun nach der Schalter S_1 betätigt, dann muss dieser hart schalten, d. h. sowohl die Ausgangsspannung der Brücke ändern als auch den Laststrom übernehmen. Hierbei wird zuerst die Eingangskapazität des MOSFETs geladen und somit die Gate-Source Spannung erhöht. Nach Erreichen der Schwellspannung beginnt der Strom von der Body Diode von S_3 zu S_1 zu kommutieren, die Drain-Source Spannung von S_1 kann sich jedoch noch nicht ändern, da die leitende Body-Diode von S_3 die Strangspannung weiterhin auf ca. 0 V klemmt. Erst wenn der Strom vollständig auf den MOSFET kommutiert ist, reduziert sich dessen Drain-Source Spannung bis zum stationären Endwert. Dieser Vorgang ist für den Großteil der Schaltverluste verantwortlich und kann auf Basis von Datenblattwerten sehr einfach modelliert werden [42].



(a) 0-Zustand (b) Wechsel 0 → P (c) P-Zustand

Abbildung 2.8: Schaltverluste beim Umschalten vom 0-Zustand auf den P-Zustand bei positivem Strangstrom.



(a) 0-Zustand (b) Wechsel 0 → P (c) P-Zustand

Abbildung 2.9: Schaltverluste beim Umschalten vom 0-Zustand auf den P-Zustand bei negativem Strangstrom.

Betrachtet man nun denselben Schaltvorgang, allerdings mit negativem Strom, dann finden die in Abbildung 2.9 dargestellten Vorgänge statt. Das Öffnen von S_3 führt nun zu einer Unterbrechung des horizontalen Strompfades, da die Body-Diode von S_3 in diese

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Richtung sperrt. Der Strom kommutiert daher in die Body-Diode von S_1 und es kommt zu einem harten Ausschaltvorgang in S_3. Hierbei erhöht sich die Drain-Source Spannung von S_3 bei weiterhin vollem Stromfluss, bis die Body-Diode von S_1 zu leiten beginnt. Erst dann baut sich der Strom in S_3 ab. Dieser Vorgang führt zu hohen Ausschaltverlusten in S_3, welche ebenfalls aus den Datenblattwerten hervorgehen. Beim Betätigen von S_1 nach der Totzeit führt dessen Body-Diode bereits den vollen Laststrom und u_{DS} entspricht deren Vorwärtsspannung. Entsprechend kann S_1 nahezu verlustlos eingeschaltet werden. Die Verluste in der Diode sind verglichen mit denen im Schalter gering und werden daher in dieser Betrachtung vernachlässigt. Dasselbe gilt auch für Verluste, die durch parasitäre Elemente hervorgerufen werden. Eine genauere physikalische Modellierung der Vorgänge findet sich in [58].

Werden diese Überlegungen für jeden möglichen Zustandswechsel des Brückenzweiges durchgeführt, dann ergibt sich die in Tabelle 2.2 dargestellte Verlustaufteilung. Es ist ersichtlich, dass bei einem positiven Strom die Schalter S_1 und S_2 belastet werden, während bei einem negativen Strom die Verluste in S_3 und S_4 auftreten. Dies führt, wie in [42] näher erläutert, zu einer leistungsfaktorabhängigen Verteilung der Schaltverluste. Bei sinusförmiger Modulation treten die Schaltverluste bei einem Leistungsfaktor von Eins ausschließlich im vertikalen Zweig auf, während im reinen Blindleistungsbetrieb die Schaltverluste im horizontalen Zweig entstehen.

AZ \ EZ	N	0	P
N	-	S_2	S_1
0	S_2	-	S_1
P	S_1	S_1	-

(a) Positiver Strom

AZ \ EZ	N	0	P
N	-	S_4	S_4
0	S_4	-	S_3
P	S_4	S_3	-

(b) Negativer Strom

Tabelle 2.2: Position der Schaltverluste.

In Abbildung 2.10 sind die bezogenen Schaltverluste für die verwendetem MOSFETs bei einer Temperatur von 150 °C dargestellt. Die horizontalen Schalter müssen bei $u_{NP} \approx 0\,\mathrm{V}$ eine Spannung von etwa $u_{DC}/2$ schalten. Die Schalter der vertikalen Zweige schalten im regulären Betrieb ebenfalls nur die halbe Zwischenkreisspannung. Da die Schaltverluste in etwa linear mit der zu schaltenden Spannung ansteigen, verdoppeln sich die Verluste im Zwei-Level Betrieb. Dieser Betriebszustand ist daher aus Effizienzgründen zu vermeiden.

In diesem Abschnitt wurde das Betriebsverhalten sowie die wesentlichen Verlustmechanismen des T-NPC Inverters näher erläutert. Die möglichen Ausgangsspannungen wurden als Raumzeigerdiagramm dargestellt und deren Einfluss auf den neutralen Punkt erläutert. Weiters wurden das Verhalten des neutralen Punktes quantitativ beschrieben und die Durchlass- und Schaltverluste für einen T-NPC Inverter mit MOSFET Schaltern erklärt. Die in diesem Kapitel erarbeiteten Grundlagen sind wesentlich für die in Kapitel 4 vorgestellte Strategie zur optimalen Generierung der Pulsmuster.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

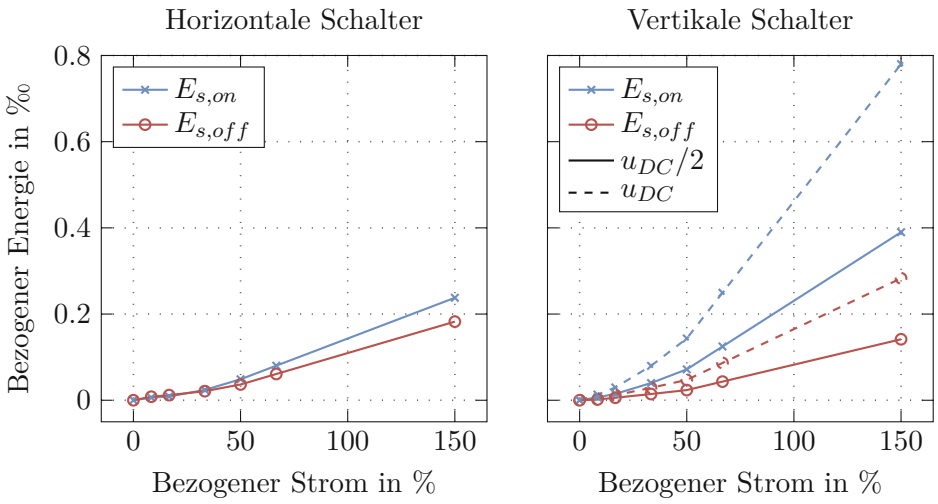


Abbildung 2.10: Schaltverluste der verwendeten MOSFETs.

2.2 Elektrisch Erregte Synchronmaschine

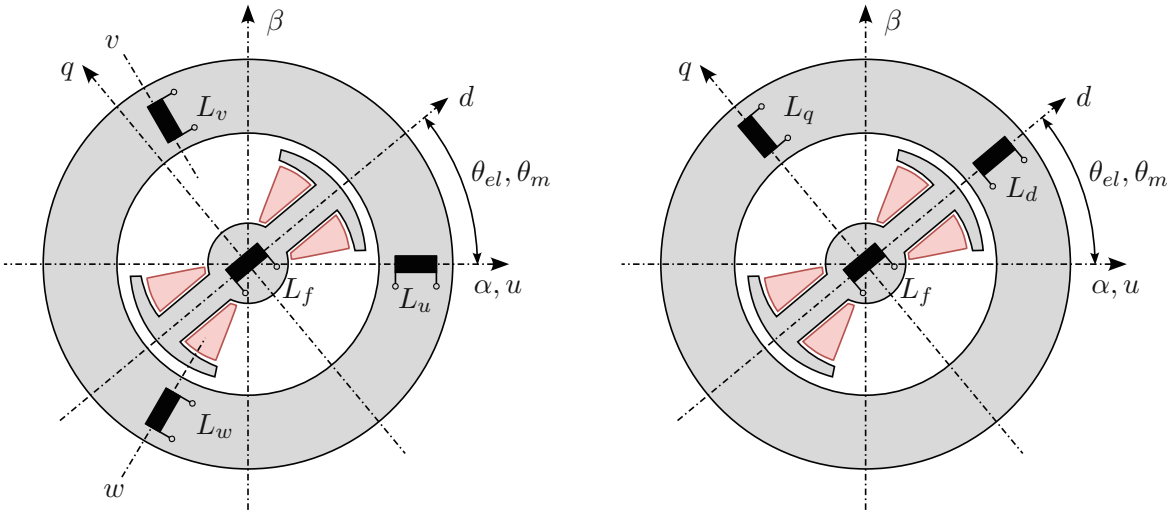
Die elektrisch erregte Synchronmaschine (EESM) eignet sich, wie in Abschnitt 1.1.1 erläutert, besonders gut als Traktionsantrieb in Elektrofahrzeugen. Zur effizienten und dynamischen Regelung dieses Maschinentyps ist eine genaue Kenntnis des nichtlinearen Systemverhaltens erforderlich. In diesem Abschnitt wird daher die Funktionsweise der EESM beschrieben und ein nichtlineares, dynamisches Modell dieses Motortyps hergeleitet. Die theoretischen Ausführungen in diesem Kapitel basieren auf [18, 26, 35].

2.2.1 Aufbau und Funktion

In Abbildung 2.11 sind die Wicklungssysteme der EESM vereinfacht dargestellt. Der Stator besitzt, wie bei Drehfeldmaschinen üblich, ein symmetrisches dreiphasiges Wicklungssystem. Die Polpaarzahl z_p der Maschine beschreibt die Anzahl der Polpaare. Für die in Abbildung 2.11 dargestellte EESM gilt aus Gründen der Einfachheit $z_p = 1$. Üblicherweise werden die Statorwicklungen in Stern verschalten und der Sternpunkt nicht geerdet, somit kann die Nullsystemfreiheit der Ströme garantiert werden [26].

Der Rotor besitzt ebenfalls z_p Polpaare, welche die Erregerwicklung tragen. Die Rotorwicklungen werden mit Gleichstrom beaufschlagt und erzeugen einen konstanten Rotorfluss mit einstellbarer Amplitude. Die Zuführung des Gleichstromes erfolgt klassischerweise über Schleifringe oder wie in Abschnitt 1.1.1 beschrieben über ein bürstenloses Erregersystem. Während Vollpolläufer über den gesamten Rotorumfang einen konstanten magnetischen Widerstand aufweisen, tritt bei den in Abbildung 2.11 dargestellten Schenkelpolläufern eine magnetische Asymmetrie im Rotor auf. Diese Asymmetrie führt zu einer magnetischen Vorzugsrichtung in der Maschine und somit zu Reluktanzmomenten im Betrieb. Dieses Moment kann ausgenutzt werden, um zusätzliches Drehmoment, insbesondere bei der Feldschwächung, zu generieren. Der wesentliche Anteil des Drehmoments ist allerdings auf das synchrone Moment basierend auf der Lorentzkraft zurückzuführen. Diese entsteht

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN



(a) uvw System (b) dq System

Abbildung 2.11: Wicklungen einer elektrisch erregten Synchronmaschine mit einem Schenkelpolrotor [35, S. 290f].

durch die Interaktion des Statorfeldes mit dem Rotorfeld [35, S. 285-89].

Für $z_p > 1$ ist eine Unterscheidung zwischen den mechanischen und elektrischen Winkel des Rotors notwendig. Durch die sich wiederholenden Polpaare ist der elektrische Rotorwinkel θ_{el} größer als der mechanische Rotorwinkel θ_m und es gilt

$$\theta_{el} = \theta_m z_p \tag{2.11a}$$

$$\omega_{el} = \omega_m z_p \ . \tag{2.11b}$$

2.2.2 Elektrische Systemgleichungen

Im diesem Abschnitt wird zuerst das elektrische Modell der EESM unter Annahme einer linearen Magnetisierungskennlinie hergeleitet, bevor anschließend die notwendigen Erweiterungen zur Berücksichtigung der magnetischen Sättigungen umgesetzt werden. Um die Modellkomplexität auf einem vertretbaren Maß zu halten, werden die folgenden Annahmen getroffen:

- Es wird das Grundwellenmodell der Maschine herangezogen. Dieses besagt, dass die Verkettung der Wicklungen ausschließlich durch die sinusförmige Grundwelle des Luftspaltfeldes zustande kommt [26]. Oberwelleneffekte sowie Streufelder des Rotors und Stators werden daher vernachlässigt.
- Der Rotorgleichstrom erzeugt einen homogenen magnetischen Fluss im Luftspalt, welcher nicht vom Rotorwinkel θ_{el} abhängt [26].
- Die Größe der Statorinduktivitäten L_u, L_v und L_w hängt harmonisch von der Rotorstellung θ_{el} ab [26].

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

- Die Wicklung des Stators ist symmetrisch und dreisträngig [35].
- Stromverdrängung durch den Skin- und Proximity Effekt sowie Eisenverluste bleiben unberücksichtigt [35].
- Die durch die Eisensättigung bedingte magnetische Kopplung zwischen der d-Achse und der q-Achse (Kreuzverkopplung) wird vernachlässigt.

Elektrische Systemgleichungen mit konstanten Induktivitäten

Betrachtet man Abbildung 2.11a so ist eine Abhängigkeit der Statorinduktivitäten L_u, L_v und L_w vom Rotorwinkel θ_{el} ersichtlich, da die d-Achse den Pfad des geringsten magnetischen Widerstandes darstellt. Dies ist für die Phase u auch qualitativ in Abbildung 2.12 dargestellt. Die Selbstinduktivität L_u besitzt ein Maximum bei 0° sowie bei 180°, da in diesem Fall die Rotorachse mit der Achse der Induktivität zusammenfällt. Selbiges gilt auch für die Gegeninduktivität L_{uf} zwischen Stator und Rotor, wobei diese bei 180° ein Minimum besitzt da dort die Wicklungsachsen antiparallel verlaufen. Die Induktivität mit den anderen beiden Wicklungsachsen verlaufen ebenfalls sinusförmig und besitzen aufgrund der 120° Phasenverschiebung im Mittel ebenfalls eine negative Gegeninduktivität.

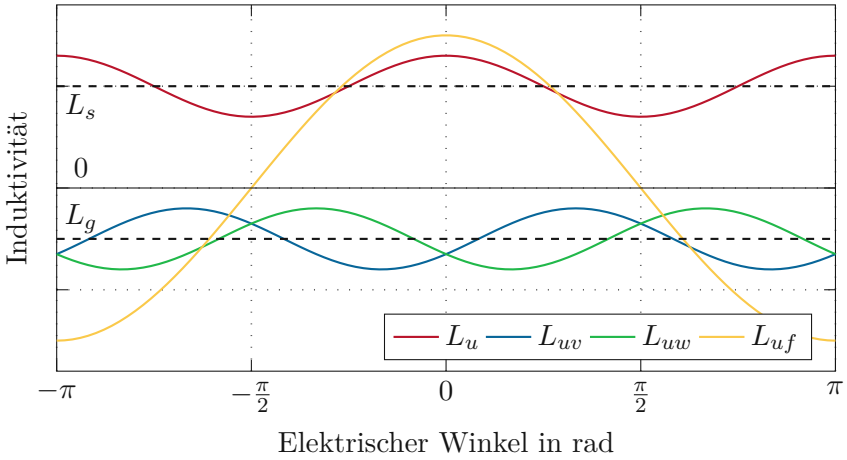


Abbildung 2.12: Verlauf der Induktivitäten der Phase u über dem elektrischen Rotorwinkel [26].

Eine mathematische Beschreibung der EESM in einem dreiphasigen System ist aufgrund dieser Winkelabhängigkeit nachteilig. Darüber hinaus sind durch die Nullsystemfreiheit nur zwei der drei Strangströme frei einstellbar. Zweckmäßiger ist es daher, die Induktivitäten in einem rotororientierten Koordinatensystem darzustellen. Dies erfolgt mit der sogenannten Park-Transformation [59] und führt auf die in Abbildung 2.11b dargestellte Anordnung. Betrachtet man ausschließlich die Grundwelle, dann können die drei Statorinduktivitäten durch zwei orthogonale, winkelunabhängige Induktivitäten L_d und L_q ersetzt werden. Das zugrunde liegende dq-Koordinatensystem orientiert sich an der Rotorposition. Hierbei beschreibt die d-Achse die Wirkungsachse des Erregerflusses, welcher über die Gegeninduktivität L_{df} mit der d-Achse verkoppelt ist. Die q-Achse steht orthogonal auf

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

die d-Achse und wird nicht vom Erregerfluss beeinflusst. Diese Achse ist zusammen mit dem Rotorfluss für die Erzeugung des synchronen Drehmoments verantwortlich.

Durch die Transformation wird das dreiphasige uvw-System in das zweiphasige dq-System umgerechnet. Darüber hinaus treten im stationären Zustand ausschließlich Gleichgrößen und keine harmonischen Schwingungen auf. Die genaue Vorgehensweise findet sich in [18, 26]. An dieser Stelle sei nur das Ergebnis der amplitudeninvarianten Parktransformation angeführt, welches die elektrische Dynamik der EESM beschreibt.

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} + L_{df} \frac{\mathrm{d}i_f}{\mathrm{d}t} - \omega_{el} L_q i_q \tag{2.12a}$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_{el}(L_{df} i_f + L_d i_d) \tag{2.12b}$$

$$u_f = R_f i_f + L_f \frac{\mathrm{d}i_f}{\mathrm{d}t} + \frac{3}{2} L_{df} \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} \tag{2.12c}$$

Die Spannungen u_d und u_q sind hierbei die transformierten Statorspannungen und sind gemeinsam mit der Rotorspannung u_f die Eingangsgrößen des Systems. Als Zustandsgrößen treten die Ströme i_d, i_q und i_f auf. Des weiteren ergibt sich durch die Parktransformation eine Abhängigkeit von der elektrischen Winkelgeschwindigkeit ω_{el}. Der Statorwiderstand R_s sowie der Rotorwiderstand R_f werden durch die Transformation nicht beeinflusst. Der Faktor 3/2 in (2.12c) resultiert aus der amplitudeninvarianten Transformation [18]. Werden die Ströme im Zustandsvektor $\mathbf{i} = [i_d \quad i_q \quad i_f]^{\mathrm{T}}$ und die Spannungen im Eingangsvektor $\mathbf{u} = [u_d \quad u_q \quad u_f]^{\mathrm{T}}$ zusammengefasst, dann lässt sich das System (2.12) auch kompakt in Matrixform anschreiben:

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{L}\mathbf{i} + \mathbf{\Omega}_{el}\mathbf{L}\mathbf{i} \tag{2.13}$$

Hierbei ist $\mathbf{R}$ die Widerstandsmatrix, $\mathbf{L}$ die Induktvitätsmatrix und $\mathbf{\Omega}_{el}$ die schiefsymmetrische Matrix der Winkelgeschwindigkeiten. Die Matrizen ergeben sich zu

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{df} \\ 0 & L_q & 0 \\ \frac{3}{2}L_{df} & 0 & L_f \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Omega}_{el} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{el} & 0 \\ \omega_{el} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \tag{2.14}$$

Die Zustandsraumdarstellung des Systems kann dann direkt durch Inversion der Induktivitätsmatrix bestimmt werden und ergibt sich zu

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{i} = -\mathbf{L}^{-1}(\mathbf{R} + \mathbf{\Omega}_{el}\mathbf{L})\mathbf{i} + \mathbf{L}^{-1}\mathbf{u}\,, \qquad \mathbf{i}(t_0) = \mathbf{i}_0\,. \tag{2.15}$$

Wird nun die mechanische Dynamik als hinreichend langsam gegenüber der elektrischen Dynamik angenommen, so kann ω_{el} als quasistationärer Parameter aufgefasst werden. Dann ist $\mathbf{\Omega}_{el}$ in (2.15) eine konstante Matrix und die elektrische Dynamik ist ein LTI-System. Diese vorteilhafte Darstellung ist aber nur unter Annahme konstanter Induktivitäten gültig, was vor allem bei hoch ausgenutzten Maschinen nicht mehr zutrifft. Daher wird das eben hergeleitete Modell im nächsten Abschnitt dahingehend erweitert.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Elektrische Systemgleichungen unter Berücksichtigung der Eisensättigung

Zur weiteren Beschreibung der elektrischen Dynamik wird das Produkt $\mathbf{Li}$ in (2.13) zum Vektor der Flussverkettungen $\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i}) = [\psi_d(i_d, i_f) \quad \psi_q(i_q) \quad \psi_f(i_d, i_f)]^{\mathrm{T}}$ zusammengefasst. Im Fall konstanter Induktivitäten ergeben sich die Komponenten von $\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i})$ zu

$$\psi_d(i_d, i_f) = L_d i_d + L_{df} i_f \tag{2.16a}$$

$$\psi_q(i_q) = L_q i_q \tag{2.16b}$$

$$\psi_f(i_d, i_f) = \frac{3}{2} L_{df} i_d + L_f i_f \tag{2.16c}$$

wobei $\psi_d(i_d, i_f)$, $\psi_q(i_q)$ und $\psi_f(i_d, i_f)$ jeweils die Flussverkettung der d-Achse, q-Achse sowie des Rotors darstellen. Diese Beschreibung ist nun besonders gut geeignet, um die Eisensättigung der Maschine zu modellieren. Durch gezieltes Anfahren von Arbeitspunkten, wie in [19, 60] für eine PMSM, gezeigt, oder mit der Finite-Elemente-Methode (FEM) wie in [18] können die Flussverkettungen als allgemeine Funktion der Ströme bestimmt werden. Damit ergibt sich die elektrische Dynamik zu

$$\mathbf{u} = \mathbf{Ri} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i}) + \boldsymbol{\Omega}_{el}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i}) \ . \tag{2.17}$$

Da es sich beim Vektor der Flussverkettungen $\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i})$ nun im Allgemeinen um eine nichtlineare Funktion in $\mathbf{i}$ handelt, muss bei der Berechnung der totalen Zeitableitung die Kettenregel angewandt werden. Dies führt auf den Ausdruck

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i}) = \frac{\partial \boldsymbol{\psi}(\mathbf{i})}{\partial \mathbf{i}} \frac{\mathrm{d}\mathbf{i}}{\mathrm{d}t} = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial i_d}\psi_d(\mathbf{i}) & \frac{\partial}{\partial i_q}\psi_d(\mathbf{i}) & \frac{\partial}{\partial i_f}\psi_d(\mathbf{i}) \\ \frac{\partial}{\partial i_d}\psi_q(\mathbf{i}) & \frac{\partial}{\partial i_q}\psi_q(\mathbf{i}) & \frac{\partial}{\partial i_f}\psi_q(\mathbf{i}) \\ \frac{\partial}{\partial i_d}\psi_f(\mathbf{i}) & \frac{\partial}{\partial i_q}\psi_f(\mathbf{i}) & \frac{\partial}{\partial i_f}\psi_f(\mathbf{i}) \end{bmatrix} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \ . \tag{2.18}$$

Wird die Eingangs geforderte Unabhängigkeit der d- und q-Achse berücksichtigt, dann vereinfacht sich dieser Ausdruck zu

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i}) = \frac{\partial \boldsymbol{\psi}(\mathbf{i})}{\partial \mathbf{i}} \frac{\mathrm{d}\mathbf{i}}{\mathrm{d}t} = \underbrace{\begin{bmatrix} l_d(i_d, i_f) & 0 & l_{df}(i_d, i_f) \\ 0 & l_q(i_q) & 0 \\ \frac{3}{2} l_{df}(i_d, i_f) & 0 & l_f(i_d, i_f) \end{bmatrix}}_{\mathbf{L}'(\mathbf{i})} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

wobei $\mathbf{L}'(\mathbf{i})$ als differenzielle Induktivitätsmatrix bezeichnet wird und für die partiellen Ableitungen die Abkürzungen

$$\frac{\partial}{\partial i_d}\psi_d(i_d, i_f) = l_d(i_d, i_f) \ , \qquad \frac{\partial}{\partial i_f}\psi_d(i_d, i_f) = l_{df}(i_d, i_f) \ , \tag{2.20a}$$

$$\frac{\partial}{\partial i_q}\psi_q(i_q) = l_q(i_q) \ , \qquad \frac{\partial}{\partial i_f}\psi_f(i_d, i_f) = l_f(i_d, i_f) \tag{2.20b}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

eingeführt werden. Die in (2.20a) eingeführten Induktivitäten werden als differenzielle Induktivitäten bezeichnet und beeinflussen das dynamische Verhalten der EESM. Für die Kopplungsinduktivitäten muss weiterhin

$$\frac{\partial}{\partial i_d}\psi_f(i_d, i_f) = l_{fd} = \frac{3}{2}l_{df} \tag{2.21}$$

gelten [9]. Für den Fall konstanter Induktivitäten gilt $\mathbf{L}'(\mathbf{i}) = \mathbf{L}$ und somit die Äquivalenz von (2.17) und (2.12). Bei bekannten Flussverkettungen $\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i})$ ergibt sich somit die nichtlineare Zustandsraumdarstellung unter Berücksichtigung der Sättigung zu

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{i} = -\mathbf{L}'(\mathbf{i})^{-1}(\mathbf{R}\mathbf{i} + \boldsymbol{\Omega}_{el}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i})) + \mathbf{L}'(\mathbf{i})^{-1}\mathbf{u}\ . \tag{2.22}$$

Es handelt sich also um ein nichtlineares, dynamisches MIMO System mit affinem Eingang.

Modellierung der Flussverkettungen

Für die in Abschnitt 5.1 beschriebene modellprädikative Regelstrategie wird ein performantes Modell benötigt. Daher wird im Weiteren ein polynomiales Modell zur Beschreibung der Flussverkettungen entwickelt. Bei der modellierten EESM handelt es sich um eine Maschine der HOFER POWERTRAIN GmbH, welche die in Tabelle 2.3 dargestellten Charakteristiken besitzt. Als Normierungsbasis wurde hierbei der Strangspitzenstrom, die Strangspitzenspannung sowie die Nenndrehzahl herangezogen und die Rotorgrößen gemäß Anhang A auf die Statorseite umgerechnet. Die Modellierung erfolgt auf Basis von Daten aus der Finite-Elemente-Methode (FEM), welche mit der Software MOTOR-CAD generiert und von HOFER POWERTRAIN zur Verfügung gestellt wurden. An dieser Stelle sei noch angemerkt, dass die Beschreibung der Abbildungen sowie der Arbeitspunkte in normierten und transformierten Größen erfolgt, sämtliche Gleichungen aber für physikalische, also nicht normierte bzw. transformierte Größen gelten. Da sich die EESM derzeit noch in Entwicklung befindet, konnten zudem nicht alle Daten vollumfänglich generiert werden, weshalb in diesem Abschnitt auch a-priori Wissen zur Modellbildung herangezogen wird.

Die FEM Daten beinhalten die Statorflussverkettungen $\psi_d(\mathbf{i})$ und $\psi_q(\mathbf{i})$ für die bezogenen Ströme

$$i_d \in [-0.53, 0]\ , \quad i_q \in [-0.75, 0.75] \quad \text{und} \quad i_f \in [0, 0.639]\ . \tag{2.23}$$

Darüber hinaus ist die Rotorflussverkettung $\psi_f(\mathbf{i})$ an einigen ausgewählten Betriebspunkten gegeben. Vergleicht man die gegebenen Strombereiche mit den in Tabelle 2.3 angeführten Maximalströmen, zeigt sich, dass nur ein Teil des Strombereichs von den FEM Daten abgedeckt wird. Aus diesem Grund sind weitere physikalische Überlegungen notwendig, um das Maschinenverhalten im gesamten Betriebsbereich zu modellieren. Darüber hinaus wird - wie Eingangs angeführt - die Kreuzverkopplung der Achsen vernachlässigt. Daher wird bei der Modellierung der Achsen der Strom der jeweils anderen Achse als Konstante betrachtet. Für das Weitere wird die zulässige Menge der Ströme

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Parameter	Wert	Formelzeichen
Polpaarzahl	3	z_p
Phasenzahl	3	
Topologie	Stern	
Maximaler Statorstrom	1	$i_{s,max}$
Maximaler Rotorstrom	0.639	$i_{f,max}$
Maximale Drehzahl	2.435	n_{max}
Maximales Drehmoment	0.802	m_{max}
Statorwiderstand	$29.637 \cdot 10^{-3}$	R_s
Rotorwiderstand	$35.993 \cdot 10^{-3}$	R_f
Induktivität der d-Achse	3.081	L_d
Induktivität der q-Achse	2.914	L_q
Kopplungsinduktivität	3.081	L_{df}
Induktivität des Rotors	10.056	L_f

Induktivitätswerte gelten bei 0 A und die Widerstandswerte bei 80 °C.

Tabelle 2.3: Nenndaten der EESM.

$$\mathcal{X}_i = \Big\{ \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & i_f \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \in \mathbb{R}^3 \,|\, -i_{s,max} \leq i_d \leq 0, \\ -i_{s,max} \leq i_q \leq i_{s,max}, \\ 0 \leq i_f \leq i_{f,max} \Big\} \tag{2.24}$$

definiert. Die Maximalströme $i_{s,max}$ und $i_{f,max}$ stammen hierbei aus Tabelle 2.3. Für das weitere werden die Datenpunkte aus der FEM Analyse zu den Vektoren

$$\mathbf{i}_d = [i_{d,1} \quad \dots \quad i_{d,N_{FE}}]^{\mathrm{T}} \,, \tag{2.25a}$$
$$\mathbf{i}_q = [i_{q,1} \quad \dots \quad i_{d,N_{FE}}]^{\mathrm{T}} \,, \tag{2.25b}$$
$$\mathbf{i}_f = [i_{f,1} \quad \dots \quad i_{d,N_{FE}}]^{\mathrm{T}} \,, \tag{2.25c}$$
$$\boldsymbol{\psi}_d = [\psi_{d,1} \quad \dots \quad \psi_{d,N_{FE}}]^{\mathrm{T}} \,, \tag{2.25d}$$
$$\boldsymbol{\psi}_q = [\psi_{q,1} \quad \dots \quad \psi_{q,N_{FE}}]^{\mathrm{T}} \,, \tag{2.25e}$$
$$\boldsymbol{\psi}_f = [\psi_{f,1} \quad \dots \quad \psi_{f,N_{FE}}]^{\mathrm{T}} \tag{2.25f}$$

der Länge N_{FE} zusammengefasst. Die zugehörigen Polynome zur Modellierung der Flussverkettungen werden als $\hat{\psi}_d(i_d, i_f, \hat{\mathbf{k}}_d)$, $\hat{\psi}_q(i_q, \hat{\mathbf{k}}_q)$ und $\hat{\psi}_f(i_d, i_f, \hat{\mathbf{k}}_f)$ definiert. Hierbei bezeichnen $\hat{\mathbf{k}}_d$, ,$\hat{\mathbf{k}}_q$ und $\hat{\mathbf{k}}_f$ die Polynomkoeffizienten. Dieses Argument wird nur dann explizit angeführt, wenn es zur Erläuterung benötigt wird.

Flussverkettung der q-Achse Die Flussverkettung der q-Achse ist unter Vernachlässigung der Kreuzverkopplung ausschließlich eine Funktion in i_q und kann somit sehr einfach

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

modelliert werden. Um die Sättigung durch die Flüsse in der d-Achse nicht vollkommen außer Acht zu lassen, erfolgt die Modellierung bei $i_d = 0.316$ und $i_f = 0.200$. Das Kennfeld wird dann im unteren Strombereich durch ein Polynom vierten Grades approximiert und zur Darstellung der Sättigung wird im oberen Strombereich eine lineare Funktion verwendet. Die Koeffizienten dieser Polynome werden anhand der FEM Daten mit der Methode der geringsten Fehlerquadrate bestimmt. Da dasselbe Sättigungsverhalten unabhängig vom Vorzeichen des Stromes angenommen wird, erfolgt die Bestimmung ausschließlich für positive Ströme. Zur Bestimmung der differenziellen Induktivitäten nach (2.18) muss $\hat{\psi}_q(i_q) \in \mathcal{C}^1$ sein. Da in Abschnitt 5.1.3 das Modell linearisiert wird und hierfür $\mathbf{L}'(\mathbf{i})$ differenziert werden muss, wird $\hat{\psi}_q(i_q)$ als zweifach stückweise stetig differenzierbare Funktion angesetzt. Sei nun $\hat{\psi}_{q,p}(i_q, \hat{\mathbf{k}}_{q,p})$ das Polynom vierten Grades mit den Koeffizienten $\hat{\mathbf{k}}_{q,p}$ und $\hat{\psi}_{q,l}(i_q, \hat{\mathbf{k}}_{q,l})$ die lineare Funktion mit den Koeffizienten $\hat{\mathbf{k}}_{q,l}$. Sei weiters $\bar{i}_q$ jener Strom bei dem von $\hat{\psi}_{q,p}(i_q, \hat{\mathbf{k}}_{q,p})$ auf $\hat{\psi}_{q,l}(i_q, \hat{\mathbf{k}}_{q,l})$ gewechselt wird, so ergibt sich das Optimierungsproblem

$$\hat{\mathbf{k}}_{q,p}, \hat{\mathbf{k}}_{q,l} = \underset{\substack{\tilde{\mathbf{k}}_{q,p} \in \mathbb{R}^5, \\ \tilde{\mathbf{k}}_{q,l} \in \mathbb{R}^2}}{\arg\min} \left\| \boldsymbol{\psi}_q - \hat{\boldsymbol{\psi}}_q\Big(\mathbf{i}_q, \tilde{\mathbf{k}}_{q,p}, \tilde{\mathbf{k}}_{q,l}\Big) \right\|_2^2 \tag{2.26a}$$

$$\text{u.B.v.} \qquad \hat{\psi}_{q,p}(0, \tilde{\mathbf{k}}_{q,p}) = 0 \tag{2.26b}$$

$$\hat{\psi}_{q,p}(\bar{i}_q, \tilde{\mathbf{k}}_{q,p}) = \hat{\psi}_{q,l}(\bar{i}_q, \tilde{\mathbf{k}}_{q,l}) \tag{2.26c}$$

$$\frac{\partial}{\partial i_q} \hat{\psi}_{q,p}(\bar{i}_q, \tilde{\mathbf{k}}_{q,p}) = \frac{\partial}{\partial i_q} \hat{\psi}_{q,l}(\bar{i}_q, \tilde{\mathbf{k}}_{q,l}) \tag{2.26d}$$

$$\frac{\partial^2}{\partial i_q^2} \hat{\psi}_{q,p}(\bar{i}_q, \tilde{\mathbf{k}}_{q,p}) = 0 \tag{2.26e}$$

wobei die beiden Teilfunktionen $\hat{\psi}_{q,p}(i_q, \hat{\mathbf{k}}_{q,p})$ und $\hat{\psi}_{q,l}(i_q, \hat{\mathbf{k}}_{q,l})$ in der Kostenfunktion zu einer Funktion $\hat{\psi}_q\Big(i_q, \hat{\mathbf{k}}_{q,p}, \hat{\mathbf{k}}_{q,l}\Big)$ zusammengefasst wurden. Zur Vereinfachung der Notation wird in (2.26) sowie den folgenden Optimierungsproblemen die Schreibweise

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x} f(\bar{x}) = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x} f(x)\bigg|_{x=\bar{x}} \tag{2.27}$$

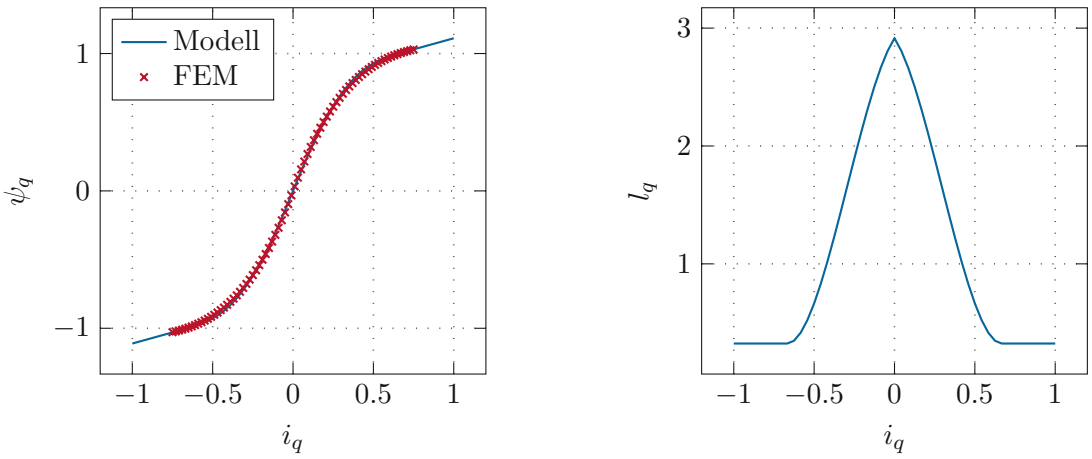
verwendet. Der Ausdruck $\hat{\boldsymbol{\psi}}_q(\mathbf{i}_q)$ steht für die Auswertung von $\hat{\psi}_q$ für jeden Strom $i_q \in \mathbf{i}_q$. Die Nebenbedingungen (2.26c) bis (2.26e) stellen hierbei die zweifach stetige Differenzierbarkeit von $\hat{\psi}_q(i_q)$ sicher. Zur Lösung kann (2.26) unter Verwendung der reduzierten Gradientenmethode in ein unbeschränktes Problem überführt und dann mit der Methode der kleinsten Fehlerquadrate gelöst werden. Auf eine Optimierung von $\bar{i}_q$ wurde verzichtet, sondern es wurde heuristisch $\bar{i}_q = 2/3$ gewählt. Um auch negative Ströme auswerten zu können, wird noch

$$\hat{\psi}_q(i_q) := \operatorname{sgn}(i_q) \hat{\psi}_q\Big(|i_q|, \hat{\mathbf{k}}_{q,p}, \hat{\mathbf{k}}_{q,l}\Big) \tag{2.28}$$

definiert Das Ergebnis der Optimierung ist in Abbildung 2.13a dargestellt und zeigt eine gute Approximation im gesamten Betriebsbereich. Die geringen Abweichungen bei etwa

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

$i_q = 0.42$ sind auf die Nebenbedingungen in (2.26) zurückzuführen. Da bereits in dem durch die FEM Daten beschriebenen Strombereich ein deutliches Sättigungsverhalten auftritt, ist die lineare Approximation der Flussverkettung oberhalb von $\bar{i}_q$ physikalisch sinnvoll. In Abbildung 2.13b ist zudem die differenzielle Induktivität dargestellt. Auch hier führt die Eisensättigung bei hohen Strömen zu einer verringerten Induktivität.



(a) Flussverkettung der q-Achse.

(b) Induktivität der q-Achse.

Abbildung 2.13: Modell der q-Achse.

Flussverkettung der d-Achse Die Flussverkettung der d-Achse wird sowohl von i_d als auch von i_f erzeugt. Auch hier wird die Kreuzverkopplung nicht explizit modelliert, aber durch die Wahl der Kennfelder bei $i_q = 0.316$ mit berücksichtigt. Die Modellierung erfolgt darüber hinaus für i_d nicht im gesamten Strombereich $i_d \in [-i_{s,max}, i_{s,max}]$, sondern wie in (2.24) gefordert nur für negative Ströme $i_d \in [-i_{s,max}, 0]$. Diese Beschränkung des Strombereiches ist notwendig, da für den positiven Strombereich keine ausreichenden FEM Daten vorhanden sind. Es handelt sich hierbei aber nicht um eine wesentliche Einschränkung, da die magnetische Asymmetrie der Maschine gering ist und das zusätzliche Reluktanzmoment bei positiven Strömen vernachlässigt werden kann. Um den Feldschwächbetrieb darstellen zu können, ist daher die Modellierung des negativen Strombereiches wesentlich relevanter. Sollte es im dynamischen Betrieb doch zu positiven d-Strömen kommen, dann wird die lineare Approximation

$$\psi_d(i_d, i_f) = \psi_d(0, i_f) + \underbrace{\frac{\partial}{\partial i_d}\psi_d(0, i_f)}_{l_d(0,i_f)}\, i_d \tag{2.29}$$

verwendet.

Da $\psi_d(i_d, i_f)$ nun eine Funktion in zwei Argumenten ist und die FEM-Daten für i_d nur in einem eingeschränkten Strombereich zur Verfügung stehen, gestaltet sich die Modellierung ungleich schwieriger als bei der q-Achse. Daher werden im ersten Schritt die Funktionen

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

$$\hat{\psi}_d^d(i_d) = \hat{\psi}_d(i_d, 0) \tag{2.30a}$$

$$\hat{\psi}_d^f(i_f) = \hat{\psi}_d(0, i_f) \tag{2.30b}$$

bestimmt und die daraus gewonnenen Erkenntnisse zur Bestimmung von $\hat{\psi}_d(i_d, i_f)$ herangezogen.

Die Modellierung von $\hat{\psi}_d^f(i_f)$ erfolgt äquivalent zur Bestimmung von $\hat{\psi}_q(i_q)$ durch Lösung des Optimierungsproblems

$$\hat{\mathbf{k}}_{d,p}^f, \hat{\mathbf{k}}_{d,l}^f = \underset{\substack{\tilde{\mathbf{k}}_{f,p}^f \in \mathbb{R}^5, \\ \tilde{\mathbf{k}}_{f,l}^f \in \mathbb{R}^2}}{\arg\min} \left\| \boldsymbol{\psi}_d^f - \hat{\boldsymbol{\psi}}_d^f\left(\mathbf{i}_f, \tilde{\mathbf{k}}_{f,p}, \tilde{\mathbf{k}}_{f,l}\right) \right\|_2^2 \tag{2.31a}$$

$$\text{u.B.v.} \qquad \hat{\psi}_{d,p}^f(0, \tilde{\mathbf{k}}_{d,p}^f) = 0 \tag{2.31b}$$

$$\hat{\psi}_{d,p}^f(\bar{i}_f, \tilde{\mathbf{k}}_{d,p}^f) = \hat{\psi}_{d,l}^f(\bar{i}_f, \tilde{\mathbf{k}}_{d,l}^f) \tag{2.31c}$$

$$\frac{\partial}{\partial i_f} \hat{\psi}_{d,p}^f(\bar{i}_f, \tilde{\mathbf{k}}_{d,p}^f) = \frac{\partial}{\partial i_f} \hat{\psi}_{d,l}^f(\bar{i}_f, \tilde{\mathbf{k}}_{d,l}^f) \tag{2.31d}$$

$$\frac{\partial^2}{\partial i_f^2} \hat{\psi}_{d,p}^f(\bar{i}_f, \tilde{\mathbf{k}}_{d,p}^f) = 0 \tag{2.31e}$$

wobei auch hier $\hat{\psi}_d^f(i_d)$ in ein Polynom vierter Ordnung sowie eine lineare Funktion aufgeteilt wurde. Der Übergang $\bar{i}_f$ zwischen dem polynomialen und linearen Modell wurde wieder heuristisch bestimmt und $\bar{i}_f = 0.533$ gewählt.

Zur Beschreibung von $\hat{\psi}_d^d(i_d)$ aus (2.30b) wird ebenfalls das gleiche Modell bestehend aus dem Polynom vierten Grades sowie der linearen Funktion herangezogen. Da der Rotor der betrachteten Maschine nur eine geringe magnetische Asymmetrie aufweist, ist es sinnvoll anzunehmen, dass die Sättigung der d-Achse und der q-Achse bei einem ähnlichen Strom beginnt und die gesättigte Induktivität nahezu identisch sein wird. Diese Überlegung rechtfertigt die Annahme, dass die linearen Funktionen identisch sind und somit

$$\hat{\psi}_{d,l}^d(|i_d|, \hat{\mathbf{k}}_{d,l}^d) = \hat{\psi}_{q,l}(|i_q|, \hat{\mathbf{k}}_{q,l}) \tag{2.32}$$

gilt. Somit sind die Koeffizienten der linearen Funktion mit $\hat{\mathbf{k}}_{d,l}^d = \hat{\mathbf{k}}_{q,l}$ fixiert und es müssen nur noch die Parameter des Polynoms vierten Grades $\hat{\psi}_{d,p}^d(i_d, \hat{\mathbf{k}}_{d,p}^d)$ bestimmt werden. Dies führt auf das Optimierungsproblem

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

$$\hat{\mathbf{k}}_{d,p}^{d} = \underset{\tilde{\mathbf{k}}_{d,p}^{d} \in \mathbb{R}^5}{\arg\min} \left\| \boldsymbol{\psi}_d^d - \hat{\boldsymbol{\psi}}_{d,p}^d\left(\mathbf{i}_d, \tilde{\mathbf{k}}_{d,p}^d\right) \right\|_2^2 \tag{2.33a}$$

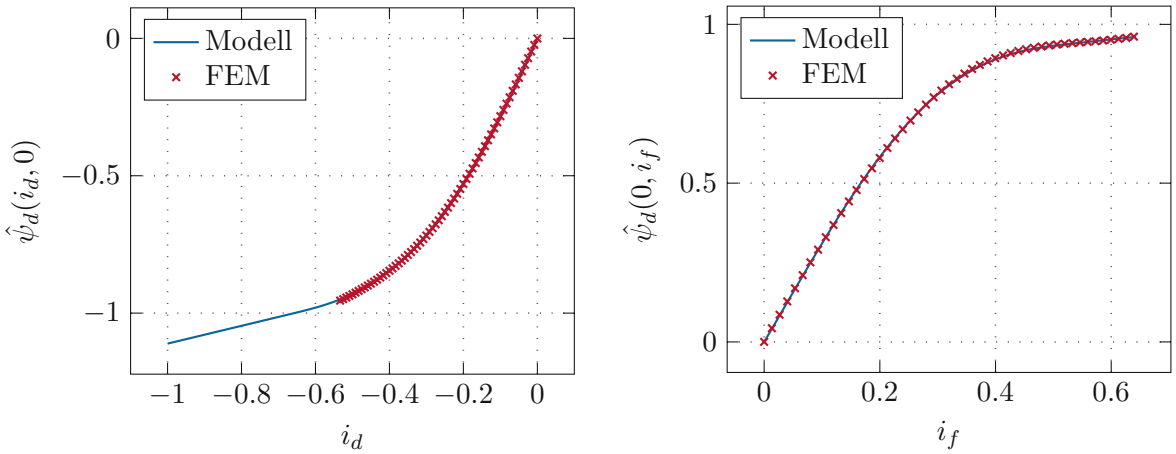
$$\text{u.B.v.} \quad \hat{\psi}_{d,p}^d(0, \tilde{\mathbf{k}}_{d,p}^d) = 0 \tag{2.33b}$$

$$\hat{\psi}_{d,p}^d(\bar{i}_d, \tilde{\mathbf{k}}_{d,p}^d) = \hat{\psi}_{d,l}^d(\bar{i}_d, \hat{\mathbf{k}}_{d,l}^d) \tag{2.33c}$$

$$\frac{\partial}{\partial i_d}\hat{\psi}_{d,p}^d(\bar{i}_d, \tilde{\mathbf{k}}_{d,p}^d) = \frac{\partial}{\partial i_d}\hat{\psi}_{d,l}^d(\bar{i}_d, \hat{\mathbf{k}}_{d,l}^d) \tag{2.33d}$$

$$\frac{\partial^2}{\partial i_d^2}\hat{\psi}_{d,p}^d(\bar{i}_d, \tilde{\mathbf{k}}_{d,p}^d) = 0\ . \tag{2.33e}$$

Wie in (2.26) lässt sich dieses Problem durch Verwendung der reduzierten Gradientenmethode sowie der Methode der kleinsten Fehlerquadrate lösen. Die mit (2.31) und (2.33) bestimmten Flussverkettungen der d-Achse sind in Abbildung 2.14 dargestellt und weisen eine hohe Approximationsgenauigkeit auf. Diese einfachen Modelle werden nun aber nur verwendet, um sinnvolle Anfangswerte sowie physikalisch motivierte Beschränkungen zur Bestimmung von $\hat{\psi}_d(i_d, i_f)$ zu generieren. Hierbei werden die folgenden Annahmen getroffen:



(a) Flussverkettung bei $i_f = 0$.

(b) Flussverkettung bei $i_d = 0$.

Abbildung 2.14: Flussverkettung der d-Achse in Abhängigkeit einer Stromkomponente.

- Die maximale Flussverkettung tritt bei $\psi_d(0, i_{f,max})$ auf, da an diesem Punkt keine feldschwächender d-Strom vorhanden ist. Gleichermaßen tritt die minimale Flussverkettung bei $\psi_d(-i_{s,max}, 0)$ auf, da dort kein Erregerstrom fließt.
- An den Punkten der maximalen bzw. minimalen Flussverkettungen sind die differenziellen Induktivitäten voll gesättigt und somit minimal. An keinem Punkt in der zulässigen Menge $\mathcal{X}_i$ können die Induktivitäten einen geringeren Wert annehmen, da sich aufgrund der unterschiedlichen Vorzeichen von i_d und i_f in $\mathcal{X}_i$ die Felder nur gegenseitig schwächen können.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

- An der Stelle $i_d = 0,\ i_q = 0$ sind die Induktivitäten ungesättigt und somit maximal. An keinem Punkt in der zulässigen Menge $\mathcal{X}_i$ können die Induktivitäten einen größeren Wert annehmen.

Diese Annahmen führen nun auf die Bedingungen

$$\begin{aligned} \psi_{d,max} &= \hat{\psi}_d^f(i_{f,max}) \ , & \psi_{d,min} &= \hat{\psi}_d^d(-i_{s,max}) \ , \\ l_{df,min} &= \frac{\partial}{\partial i_f}\hat{\psi}_d^f(i_{f,max}) \ , & l_{d,min} &= \frac{\partial}{\partial i_f}\hat{\psi}_d^d(-i_{s,max}) \ , \\ l_{df,max} &= \frac{\partial}{\partial i_f}\hat{\psi}_d^f(0) \ , & l_{d,max} &= \frac{\partial}{\partial i_d}\hat{\psi}_d^d(0) \ . \end{aligned} \tag{2.34}$$

Zur Modellierung wird $\hat{\psi}_d(i_d, i_f)$ als Polynom vierten Grades im $\mathbb{R}^2$ angesetzt, wodurch 25 optimierbare Koeffizienten $\hat{\mathbf{k}}_d \in \mathbb{R}^{25}$ verfügbar sind. Nun lässt sich das eigentliche Least-Squares Problem der d-Achse formulieren:

$$\hat{\mathbf{k}}_d = \underset{\tilde{\mathbf{k}}_d \in \mathbb{R}^{25}}{\arg\min} \quad \left\| \boldsymbol{\psi}_d - \hat{\boldsymbol{\psi}}_d\Big(\mathbf{i}_d, \mathbf{i}_f, \tilde{\mathbf{k}}_d\Big) \right\|_2^2 \tag{2.35a}$$

$$\text{u.B.v.} \qquad \hat{\psi}_d(0, 0, \tilde{\mathbf{k}}_d) = 0 \tag{2.35b}$$

$$\hat{\psi}_d(-i_{s,max}, 0, \tilde{\mathbf{k}}_d)) = \psi_{d,min} \tag{2.35c}$$

$$\hat{\psi}_d(0, i_{f,max}, \tilde{\mathbf{k}}_d)) = \psi_{d,max} \tag{2.35d}$$

$$\frac{\partial}{\partial i_d}\hat{\psi}_d(0, i_{f,max}, \tilde{\mathbf{k}}_d)) = l_{d,min} \tag{2.35e}$$

$$\frac{\partial}{\partial i_f}\hat{\psi}_d(0, i_{f,max}, \tilde{\mathbf{k}}_d)) = l_{df,min} \tag{2.35f}$$

$$\frac{\partial}{\partial i_d}\hat{\psi}_d(-i_{s,max}, 0, \tilde{\mathbf{k}}_d)) = l_{d,min} \tag{2.35g}$$

$$\frac{\partial}{\partial i_f}\hat{\psi}_d(-i_{s,max}, 0, \tilde{\mathbf{k}}_d)) = l_{df,min} \tag{2.35h}$$

$$\frac{\partial}{\partial i_d}\hat{\psi}_d(0, 0, \tilde{\mathbf{k}}_d)) = l_{d,max} \tag{2.35i}$$

$$\frac{\partial}{\partial i_f}\hat{\psi}_d(0, 0, \tilde{\mathbf{k}}_d)) = l_{df,max} \tag{2.35j}$$

$$\psi_{d,min} \leq \hat{\psi}_d(i_d, i_f, \tilde{\mathbf{k}}_d) \leq \psi_{d,max} \ , \quad \forall\ i_d, i_f \in \mathcal{X}_i \tag{2.35k}$$

$$l_{df,min} \leq \frac{\partial}{\partial i_f}\hat{\psi}_d(i_d, i_f, \tilde{\mathbf{k}}_d) \leq l_{df,max} \ , \quad \forall\ i_d, i_f \in \mathcal{X}_i \tag{2.35l}$$

$$l_{d,min} \leq \frac{\partial}{\partial i_d}\hat{\psi}_d(i_d, i_f, \tilde{\mathbf{k}}_d) \leq l_{d,max} \ , \quad \forall\ i_d, i_f \in \mathcal{X}_i \tag{2.35m}$$

Dieses beschränkte Optimierungsproblem wird mit der reduzierten Gradientenmethode vereinfacht und dann mit Methode der Barrierefunktionen numerisch in MATLAB gelöst. Die resultierende Funktion ist in Abbildung 2.15 dargestellt. Wie anhand der Abbildung

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

ersichtlich, wird das Kennfeld aus den FEM-Daten gut durch das Modell approximiert. In beiden Achsen ist die Eisensättigung gut sichtbar und auch der Effekt der Feldschwächung wird dargestellt. So reduziert ein negativer d-Strom zusehends die durch den Rotorstrom hervorgerufene Flussverkettung.

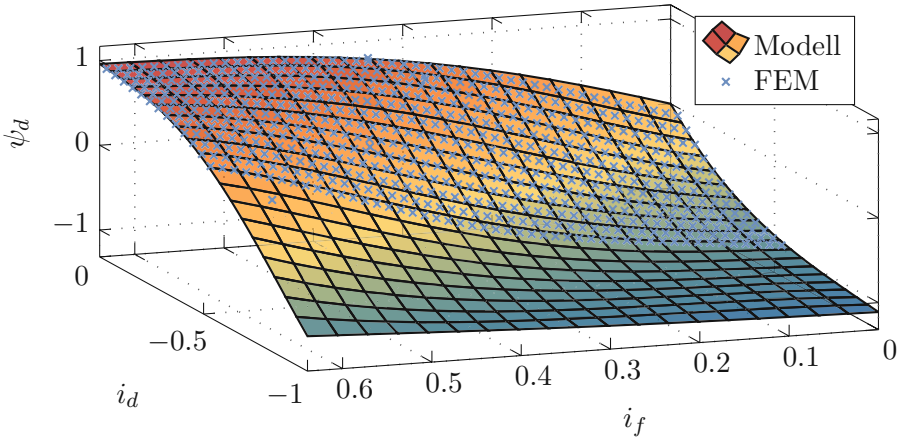
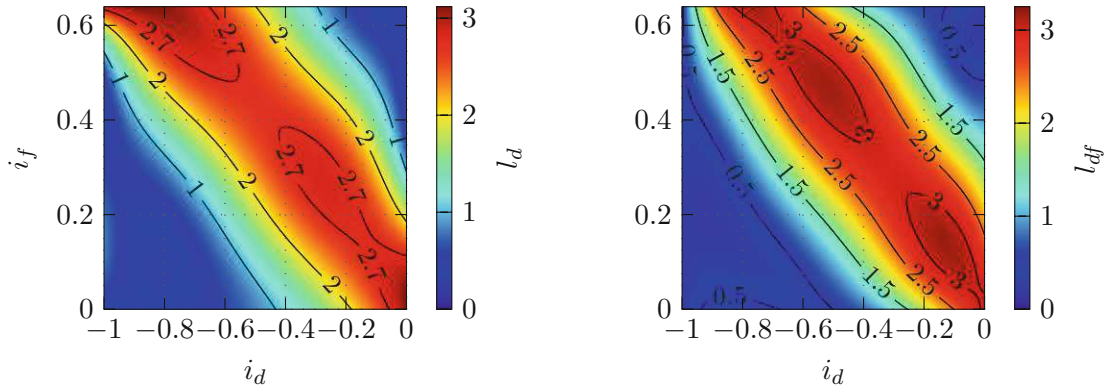


Abbildung 2.15: Flussverkettung der d-Achse.

Auch die in Abbildung 2.16 dargestellten differenziellen Induktivitäten weisen ein ausgeprägtes Sättigungsverhalten auf. So wird die Induktivität durch einen Strom in ausschließlich einer Achse zunehmend gesättigt. Für $i_d < 0$ und $i_f > 0$ kommt es abhängig vom Arbeitspunkt durch die Überlagerung der magnetischen Flüsse zu einer Reduktion des Gesamtflusses und somit zu einer Erhöhung der Induktivität. Wie anhand der Abbildungen ersichtlich, existiert daher ein Strombereich, in welchem es kaum zu einer Abnahme der Induktivität kommt.



(a) Selbstinduktivität l_d.

(b) Gegeninduktivität l_{df}.

Abbildung 2.16: Differenzielle Induktivitäten der d-Achse.

Flussverkettung des Rotors Die Rotorflussverkettung $\psi_f(i_d, i_f)$ ist ebenfalls vom Strom der d-Achse sowie dem Rotorstrom abhängig. Die Kreuzverkopplung wird nicht explizit mo-

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

delliert, sondern erneut durch die Nutzung der Datenpunkte bei $i_q = 0.316$ berücksichtigt. Da die Bedingung (2.21) erfüllt werden muss, ergibt sich $\hat{\psi}_f(i_d, i_f)$ zu

$$\begin{aligned}\hat{\psi}_f(i_d, i_f, \hat{\mathbf{k}}_f) =& \frac{3}{2} \int \frac{\partial}{\partial i_f} \hat{\psi}_d(i_d, i_f, \hat{\mathbf{k}}_d) \, \mathrm{d}i_d \\ &+ \hat{k}_{f,0} + i_f \hat{k}_{f,1} + i_f^2 \hat{k}_{f,2} + i_f^3 \hat{k}_{f,3} + i_f^4 \hat{k}_{f,4} + i_f^5 \hat{k}_{f,5}\end{aligned} \tag{2.36}$$

Der Großteil der Parameter wird somit von $\hat{\psi}_d(i_d, i_f, \hat{\mathbf{k}}_d)$ übernommen und nur die verbleibenden Parameter $\hat{\mathbf{k}}'_f = [\hat{k}_{f,0}, \hat{k}_{f,1}, \hat{k}_{f,2}, \hat{k}_{f,3}, \hat{k}_{f,4}, \hat{k}_{f,5}]$ des Polynoms fünfter Ordnung können optimiert werden. Eine weitere wesentliche Einschränkung, die auch die Wahl der höheren Polynomordnung bedingt, ergibt sich aus der Invertierbarkeit der differenziellen Induktivitätsmatrix $\mathbf{L}'(\mathbf{i})$. Da die EESM mit konstanten Induktivitäten - wie in [37] gezeigt - von den Spannungen zu den Strömen ein passives System darstellt, muss die Induktivitätsmatrix $\mathbf{L}$ positiv definit sein. Damit dies beim nichtlinearen Modell nun auch im gesamten Betriebsbereich für die differenzielle Induktivitätsmatrix $\mathbf{L}'(\mathbf{i})$ zutrifft, muss die Ungleichung

$$\xi(i_d, i_f) = 2\, l_d(i_d, i_f) l_f(i_d, i_f) - 3\, l_{df}^2(i_d, i_f) > 0 \quad \forall\, i_d, i_f \in \mathcal{X}_i \tag{2.37}$$

erfüllt werden. Für $\lim_{\xi(i_d,i_f)\to 0}$ wird $\mathbf{L}'(\mathbf{i})$ zunehmend schlechter konditioniert und für $\xi(i_d, i_f) = 0$ sogar singulär. Um eine robuste numerische Auswertung von (2.22) zu ermöglichen, wird die Ungleichung (2.37) daher dahingehend verschärft, dass

$$\xi(i_d, i_f) = 2\, l_d(i_d, i_f) l_f(i_d, i_f) - 3\, l_{df}^2(i_d, i_f) \geq 0.282 \quad \forall\, i_d, i_f \in \mathcal{X} \tag{2.38}$$

gelten muss. Diese Grenze wurde heuristisch auf Basis der minimalen differenziellen Induktivitäten bestimmt. Somit ergibt sich das Optimierungsproblem zur Bestimmung der Rotorflussverkettung zu

$$\hat{\mathbf{k}}'_f = \underset{\tilde{\mathbf{k}}'_f \in \mathbb{R}^5}{\arg\min} \quad \left\| \boldsymbol{\psi}_f - \hat{\boldsymbol{\psi}}_f\left(\mathbf{i}_d, \mathbf{i}_f, \tilde{\mathbf{k}}'_f\right) \right\|_2^2 \tag{2.39a}$$

$$\text{u.B.v.} \qquad \hat{\psi}_f(0, 0, \tilde{\mathbf{k}}'_f) = 0 \tag{2.39b}$$

$$\hat{\psi}_f(i_d, i_f, \tilde{\mathbf{k}}'_f) \leq \psi_{f,max}\ , \qquad \forall\, i_d, i_f \in \mathcal{X} \tag{2.39c}$$

$$l_{f,min} \leq \frac{\partial}{\partial i_f} \hat{\psi}_f(i_d, i_f, \tilde{\mathbf{k}}'_f) \leq l_{f,max}\ , \qquad \forall\, i_d, i_f \in \mathcal{X} \tag{2.39d}$$

$$2\, l_d(i_d, i_f) \frac{\partial}{\partial i_f} \hat{\psi}_f(i_d, i_f, \tilde{\mathbf{k}}'_f) - 3\, l_{df}(i_d, i_f)^2 \geq 0.282\ , \qquad \forall\, i_d, i_f \in \mathcal{X}\ . \tag{2.39e}$$

Die Ungleichungsnebenbedingungen (2.39c) und (2.39d) verwenden analog zu (2.34) die Definitionen

$$\psi_{f,max} = \hat{\psi}_f(0, i_{f,max})\ , \quad l_{f,min} = \frac{\partial}{\partial i_f} \hat{\psi}_f(0, i_{f,max})\ , \quad l_{f,max} = \frac{\partial}{\partial i_f} \hat{\psi}_f(0, 0) \tag{2.40}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

wobei in diesem Fall $\psi_{f,max}$, $l_{f,min}$ und $l_{f,max}$ als Optimierungsvariablen in (2.39) aufgenommen wurden. Die Ausdrücke $l_d(i_d, i_f)$ und $l_{df}(i_d, i_f)$ in (2.39e) entsprechen den partiellen Ableitungen von $\hat{\psi}_d(i_d, i_f)$ nach den Strömen.

Die resultierende Funktion ist in Abbildung 2.17 dargestellt. Es ist ersichtlich, dass der Trend der FEM Daten durch die Funktion $\hat{\psi}_f(i_d, i_f)$ korrekt beschrieben wird, es aber dennoch zu deutlichen Abweichungen kommt. Vor allem im Bereich hoher Feldströme liegt der Fehler im Bereich von 30 %. Dies ist einerseits auf die Nebenbedingung (2.39e) zurückzuführen, die bei einer zu früheren Sättigung der Rotorinduktivität nicht mehr erfüllt werden kann und liegt andererseits auch an den Daten selbst. Die Flussverkettungen des Rotors stammen nämlich aus einer anderen Design-Iteration als die des Stators, weshalb Abweichungen zu erwarten sind.

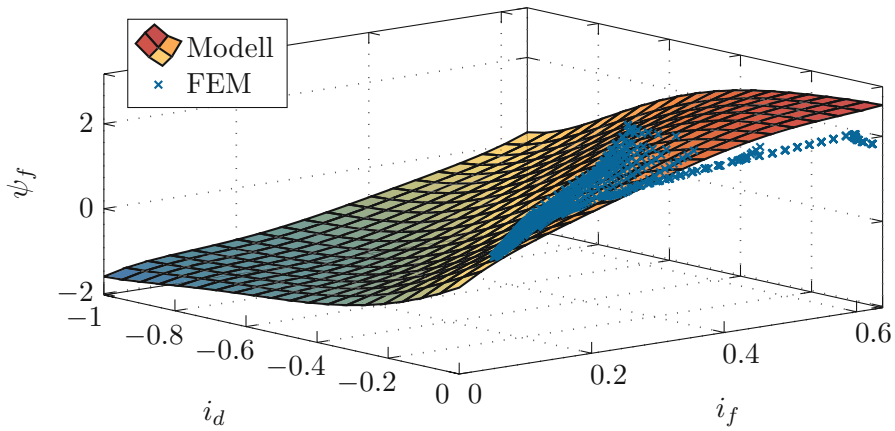


Abbildung 2.17: Flussverkettung des Rotors.

Die Rotorinduktivitäten $l_{fd}(i_d, i_f)$ und $l_f(i_d, i_f)$ sind in Abbildung 2.18 dargestellt. Wie in (2.21) gefordert ist die Gegeninduktivität des Rotorfeldes in Abbildung 2.18b bis auf einen Faktor 3/2 gleich der Gegeninduktivität der d-Achse in Abbildung 2.16b. Die differenzielle Selbstinduktivität l_f zeigt ein ähnliches Verhalten wie die anderen Induktivitäten. Durch einen Strom in nur einer Achse kommt es zu einer Eisensättigung und somit zur Abnahme der Induktivität. Sind beide Stromkomponenten vorhanden, so kommt es je nach Betriebspunkt zu einer Feldschwächung und somit zu einer Reduktion der Eisensättigung, was einen erhöhten Induktivitätswert mit sich bringt.

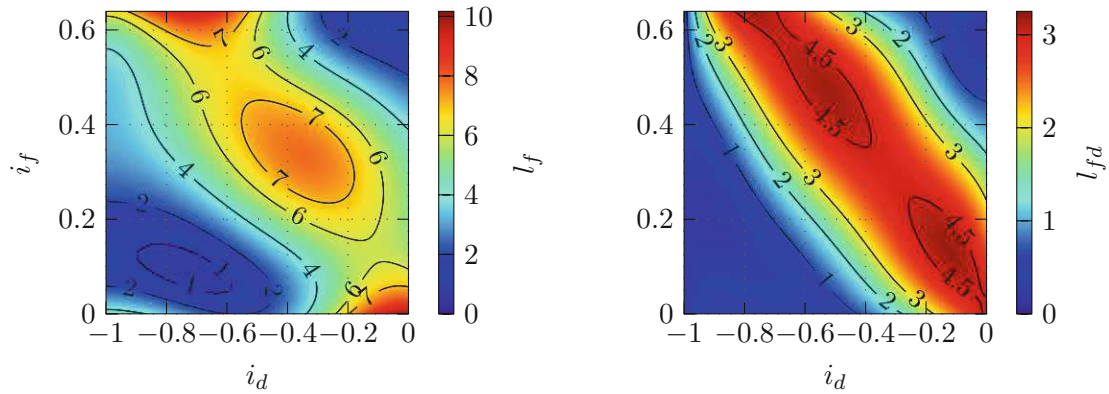
2.2.3 Leistung, Drehmoment und Kupferverluste

Die elektrische Wirkleistung im stationären Betrieb an den Statorklemmen ergibt sich gemäß [9, 19] zu

$$p_s = \frac{3}{2}\mathbf{u}_s^{\mathrm{T}}\mathbf{i}_s \tag{2.41}$$

wobei $\mathbf{u}_s$ die unbezogene Spannung und $\mathbf{i}_s$ den unbezogenen Strom in rotorfesten Koordinaten beschreibt. Wird nun die Spannungsgleichung (2.17) im stationären Zustand, also für $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{\psi} = \mathbf{0}$ in (2.41) eingesetzt, dann ergibt sich die Leistung an den Statorklemmen zu

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN



(a) Selbstinduktivität l_f.

(b) Gegeninduktivität l_{fd}.

Abbildung 2.18: Differenzielle Induktivitäten des Erregerfeldes.

$$p_s = \underbrace{\frac{3}{2}R_s||\mathbf{i}_s||^2}_{p_{cu,s}} + \underbrace{\frac{3}{2}z_p\omega_m(\psi_d(\mathbf{i})i_q - \psi_q(\mathbf{i})i_d)}_{p_m} \tag{2.42}$$

wobei (2.11a) verwendet wurde um die elektrische Winkelgeschwindigkeit ω_{el} in die mechanische Winkelgeschwindigkeit ω_m umzurechnen. Der erste Teil der Gleichung beschreibt die Kupferverluste des Stators. Der Faktor 3/2 kommt auch hier von der Amplitudeninvarianz der Park-Transformation. Gemeinsam mit den Kupferverlusten des Rotors

$$p_{cu,f} = R_f i_f^2 \tag{2.43}$$

ergeben sich die gesamten Kupferverluste zu

$$p_{cu} = \begin{bmatrix} i_d & i_d & i_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{3}{2}R_s & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} . \tag{2.44}$$

Der zweite Term in (2.41) entspricht der mechanisch abgegebenen Leistung. Da für diese im stationären Zustand

$$p_m = \omega_m m \tag{2.45}$$

gilt, ergibt sich das Drehmoment m zu

$$m(\mathbf{i}) = \frac{3}{2}z_p(\psi_d(\mathbf{i})i_q - \psi_q(\mathbf{i})i_d) \ , \tag{2.46}$$

bzw. unter Annahme konstanter Induktivitäten

$$m(\mathbf{i}) = \underbrace{\frac{3}{2}z_p i_q i_f L_{df}}_{\text{synchr. Moment}} + \underbrace{\frac{3}{2}z_p i_q i_d (L_d - L_q)}_{\text{Reluktanzmoment}} \ . \tag{2.47}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Der erste Teil in (2.47) beschreibt das synchrone Drehmoment, welches auf der Lorentzkraft basiert und bei der betrachteten Maschine den Großteil des Drehmoments erzeugt. Dieser Anteil des Drehmoments kann gleichermaßen durch i_q und i_f eingestellt werden. Der zweite Teil von (2.47) beschreibt das Reluktanzmoment, welches durch die magnetische Asymmetrie der d-Achse und q-Achse hervorgerufen wird.

2.2.4 Eisenverluste

Die Eisenverluste der EESM treten großteils im Stator auf, der Rotor befindet sich fast ausschließlich in einem magnetischen Gleichfeld. Eventuelle Wechselfelder an den Rotorzähnen können vernachlässigt werden [17]. Die wesentlichen Verlustkomponenten sind daher die Hysterese- sowie die Wirbelstromverluste im Stator [18].

Hystereseverluste entstehen durch das Durchlaufen der Hystereseschleife im BH-Kennfeld und sind proportional zur im Diagramm eingeschlossenen Fläche. In erster Näherung kann die Fläche quadratisch proportional zum maximalen Statorfluss $\psi_{s,max}$ angenommen werden [61]. Je nach Material kann aber auch ein anderer Exponent zweckmäßig sein [26]. Auf jeden Fall gilt eine strikte Proportionalität zur Frequenz.

Wirbelstromverluste entstehen durch Wirbelströme aufgrund von Induktionsspannungen im elektrisch leitfähigen Eisen. Diese Spannungen werden durch die wechselnde Magnetisierung hervorgerufen und sind gemäß dem Induktionsgesetz linear in der Frequenz sowie der Magnetisierung. Da die ohmschen Verluste in einem Leiter proportional zum Quadrat der Spannung sind, folgt für die Wirbelstromverluste $p_w \sim \omega_{el}^2 \psi_{s,max}^2$.

Die gesamten Eisenverluste können daher nach [18] gemäß

$$p_{Fe} = \underbrace{k_h \omega_{el} \psi_{s,max}^2}_{\text{Hysteresev.}} + \underbrace{k_w \omega_{el}^2 \psi_{s,max}^2}_{\text{Wirbelstromv.}} \tag{2.48}$$

beschrieben werden, wobei k_h und k_w material- sowie geometrieabhängige Parameter sind. Sind die Eisenverluste bei einer Frequenz $\omega_{el,0}$ z. B. aus FEM Daten bekannt, so ist zudem eine Umrechnung auf eine andere Frequenz über eine Skalierung der Form

$$p_{Fe}(i_d, i_q, i_f, \omega_{el}) = \frac{k_h \omega_{el} + k_w \omega_{el}^2}{k_h \omega_{el,0} + k_w \omega_{el,0}^2} p_{Fe,0}(i_d, i_q, i_f) \tag{2.49}$$

möglich [18]. Die Funktion $p_{Fe,0}(i_d, i_q, i_f)$ lässt sich zwar aus den FEM Daten von HOFER POWERTRAIN aufstellen, allerdings nur in dem in Abschnitt 2.2.2 beschriebenen eingeschränkten Strombereich. Da es sich um eine Funktion in drei Variablen handelt, die wesentlich von der Maschinengeometrie und dem Material abhängig ist, wurden diese Funktion nicht extrapoliert, sondern die Eisenverluste in dieser Arbeit nicht berücksichtigt.

Das in diesem Kapitel hergeleitete Maschinenmodell ermöglicht dennoch eine performante und präzise Modellierung des nichtlinearen Maschinenverhaltens unter Berücksichtigung der Kupferverluste. Somit können sowohl nichtlineare als auch lineare Regelstrategie ausgelegt und simuliert werden. Darüber hinaus ist eine Bestimmung der optimalen stationären Stromkomponenten zur Verlustminimierung möglich.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

3 Optimale Ströme im stationären Zustand

Um das primäre Ziel der Drehmomentregelung umzusetzen, müssen aus einem geforderten Drehmoment m_d unter Berücksichtigung der aktuellen Drehzahl n die optimalen Ströme i_d^*, i_q^* und i_f^* bestimmt werden. Dieser Zusammenhang lässt sich als Funktion der Form $\mathbf{f}_m : \mathbb{R} \times \mathbb{R} \to \mathcal{X}_i$ mit

$$\mathbf{i}^* = \begin{bmatrix} i_d^* & i_q^* & i_f^* \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \mathbf{f}_m(m_d, n) \tag{3.1}$$

darstellen, wobei $\mathcal{X}_i$ die zulässige Menge der Ströme aus (2.24) beschreibt. Die Abbildung $\mathbf{f}_m(m_d, n)$ ist dabei meist die Lösung eines stationären Optimierungsproblems [26]. Im Zuge dieses Abschnittes wird dieses Optimierungsproblem für die elektrisch erregte Synchronmaschine formuliert. Um eine theoretische Basis für die Analyse des Problems zu schaffen, werden aber zuvor noch die charakteristischen Stromortskurven der EESM diskutiert.

3.1 Stromortskuven der elektrisch erregten Synchronmaschine

Um das Verhalten der elektrisch erregten Synchronmaschine in den unterschiedlichen Betriebsbereichen abschätzen zu können, wird in diesem Abschnitt zuerst eine analytische Betrachtung durchgeführt. Die Ausführungen orientieren sich an [18, 38] und zur Beschreibung wird das lineare Maschinenmodell aus Abschnitt 2.2.2 unter Vernachlässigung des Statorwiderstandes R_s herangezogen. Im stationären Fall ergibt sich damit das elektrische System zu

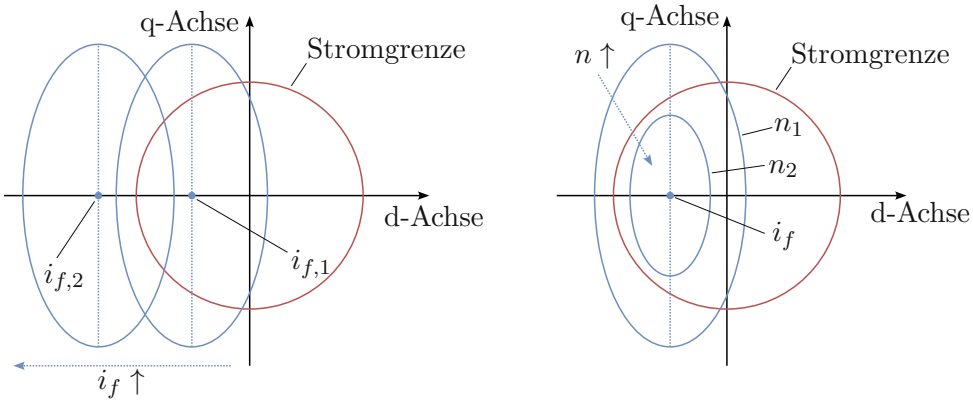
$$u_d = -\omega_{el} L_q i_q \tag{3.2a}$$
$$u_q = \omega_{el}(L_d i_d + L_{df} i_f) \tag{3.2b}$$
$$u_f = R_f i_f \ . \tag{3.2c}$$

Anhand (3.2) sollen nun die zulässigen Betriebsbereiche der EESM untersucht werden. Die erste Einschränkung stellt die Statorstromgrenze

$$i_d^2 + i_q^2 = i_s^2 \leq i_{s,max}^2 \tag{3.3}$$

dar. In der in Abbildung 3.1 dargestellten dq-Ebene entspricht diese Einschränkung dem Inneren des roten Kreises. Diese Grenze wird durch die thermischen Beschränkungen des Motors oder des Inverters definiert und kann im transienten Betrieb gegebenenfalls überschritten werden.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN



(a) Veränderung des Rotorstromes. (b) Veränderung der Drehzahl.

Abbildung 3.1: Stromortskurven der elektrisch erregten Synchronmaschine [18].

Eine weitere wesentliche Beschränkung ist durch die maximale Ausgangsspannung des Inverters gegeben. Wie in Abschnitt 4.1.1 beschrieben liegt die Grenze des sinusförmigen Aussteuerung bei

$$\sqrt{u_d^2 + u_q^2} = u_s \leq u_{s,max} = \frac{u_{DC}}{\sqrt{3}} \ . \tag{3.4}$$

Wird (3.2) in (3.4) eingesetzt, ergibt sich

$$\left(\frac{\omega_{el}(L_d i_d + L_{df} i_f)}{u_{s,max}}\right)^2 + \left(\frac{L_q \omega_{el}}{u_{s,max}}\right)^2 i_q^2 \leq 1 \ . \tag{3.5}$$

Für die weitere Betrachtung ist die Umrechnung des Rotorstromes auf die Statorseite zweckmäßig. Diese wird in Anhang A.1 beschrieben und führt zu dem auf die Statorseite umgerechneten Rotorstrom

$$i'_f = \frac{L_{df}}{L_d} i_f \ . \tag{3.6}$$

Damit vereinfacht sich die Ungleichung (3.5) zu

$$\frac{\left(i_d + i'_f\right)^2}{a^2} + \frac{i_q^2}{b^2} \leq 1 \tag{3.7}$$

mit

$$a = \frac{u_{s,max}}{\omega_{el} L_d} \tag{3.8a}$$

$$b = \frac{u_{s,max}}{\omega_{el} L_q} \ . \tag{3.8b}$$

Die Ungleichung (3.7) definiert somit das Innere einer Ellipse, deren große Halbachse durch (3.8a) und deren kleine Halbachse durch (3.8b) definiert wird. Somit wird die Exzentrizität

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

der Spannungsellipse durch das Verhältnis der Statorinduktivitäten bestimmt [18]. Der Mittelpunkt der Ellipse liegt auf der d-Achse bei $i_d = -i'_f$. Wie in Abbildung 3.1a dargestellt, bewegt sich die Ellipse bei steigenden Rotorstrom und konstantem ω_{el} zunehmend nach links und schränkt somit den möglichen Betriebsbereich ein. Wird die Drehzahl bei konstantem Rotorstrom erhöht, so reduziert sich wie in Abbildung 3.1b gezeigt der Umfang der Ellipse bei gleichbleibender Exzentrizität.

Betrachtet man nun die Drehmomentgleichung (2.47) und stellt diese nach i_q um, dann erhält man

$$i_q = \frac{2}{3z_p} \frac{m}{L_{df} i_f + (L_d - L_q) i_d} \ . \tag{3.9}$$

Dies entspricht einer Hyperbel, deren Asymptote durch $i_d = -L_{df} i_f / (L_d - L_q)$ definiert ist. Ein größerer Rotorstrom reduziert somit sowohl die Krümmung als auch den benötigten q-Strom zur Erzeugung eines bestimmten Drehmoments.

Der Einfluss des Rotorstromes auf die möglichen Statorströme soll anhand des Beispiels in Abbildung 3.2 illustriert werden. In den Abbildungen ist ein Ausschnitt der dq-Ebene für die EESM mit den Parametern aus Tabelle 2.3 für ein Drehmoment von $m = 0.241$ und eine Drehzahl von $n = 0.785$ dargestellt. Wie zuvor beschrieben sind die Kurven konstanter Spannung Ellipsen, deren Mittelpunkt sich mit steigendem Feldstrom nach außen verschiebt. Die Drehmomenthyperbeln beschreiben jene Ströme, mit denen das geforderte Drehmoment erzeugt werden kann. Der benötigte q-Strom wird hierbei durch Erhöhung des Rotorstromes gemäß (3.9) reduziert. Für einen Rotorstrom von $i_f = 0.133$ kann das benötigte Drehmoment überhaupt nicht generiert werden, da die Drehmomenthyperbel außerhalb der Spannungsellipse verläuft. Im Falle von $i_f = 0.266$ liegt die Drehmomenthyperbel bis etwa $i_d = 0.675$ innerhalb der Spannungsgrenze. Innerhalb dieses Bereichs ist die Lösung auf die Drehmomenthyperbel eingeschränkt, wobei die Statorkupferverluste bei $i_d = 0$ minimal sind. Bei einem Feldstrom von $i_f = 0.533$ muss bereits ein feldschwächender d-Strom aufgebracht werden, um innerhalb der Spannungsgrenze zu bleiben. Der Punkt mit minimalen Statorverlusten befindet sich dann am Schnittpunkt der Drehmomenthyperbel mit der Spannungsellipse.

3.2 Formulierung des Optimierungsproblems

Vor der Formulierung des Optimierungsproblems zur Bestimmung der optimalen Ströme werden die Ziele der statischen Optimierung nochmals kurz erläutert. Während eine Minimierung der Gesamtverluste naheliegend ist und auch meistens ein Ziel der Optimierung darstellt, ist diese Vorgehensweise vor allem bei der EESM nicht in jedem Betriebspunkt zielführend. Denn wie bereits in Abschnitt 1.1.1 erwähnt, muss bei der elektrisch erregten Synchronmaschine auch die Erwärmung des Rotors mit berücksichtigt werden, da dessen Kühlung verglichen mit dem Stator sehr aufwändig ist. In [26] wird daher bei der Optimierung eine höhere Rotor- als Statortemperatur angenommen und die Kupferwiderstände der Wicklungen entsprechend angepasst. In [18] wird hingegen durch zusätzliche Faktoren die Gewichtung zischen Rotor- und Statorverlusten eingestellt. Ein ähnlicher Ansatz zur Berücksichtigung des thermischen Verhaltens wird auch in dieser Arbeit verfolgt und in

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

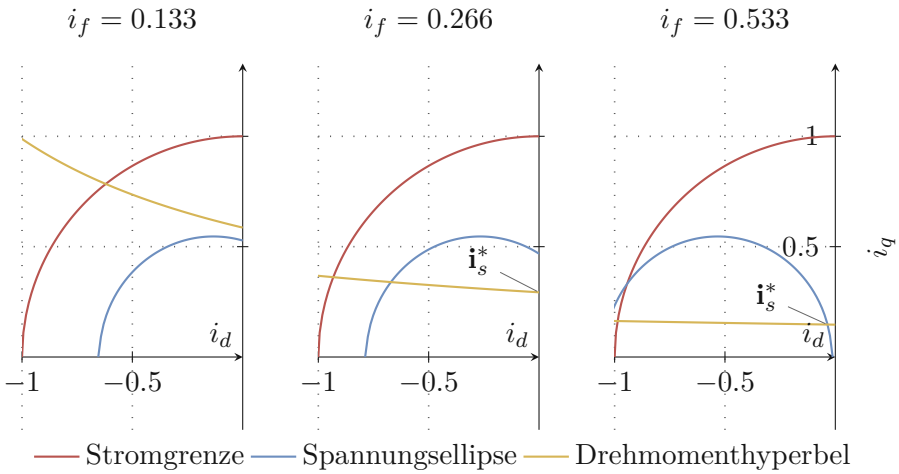


Abbildung 3.2: Stromortskurven für verschiedene Rotorströme bei $n = 0.785$ und $m = 0.241$.

diesem Abschnitt vorgestellt.

Das thermische Verhalten der Maschine hängt stark von den Umfeldbedingungen sowie dem Zustand des Kühlsystems ab. Daher ist die Erstellung eines thermischen Modells sehr aufwändig und darüber hinaus mit großen Unsicherheiten behaftet. Es ist daher zweckmäßiger, die statische Abbildung (3.1) um einen weiteren Eingang λ_v zu erweitern und somit eine Funktion der Form

$$\mathbf{i}^* = \begin{bmatrix} i_d^* & i_q^* & i_f^* \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \mathbf{f}_m(m_d, n, \lambda_v) \quad \text{mit} \quad 0 < \lambda_v < 1 \tag{3.10}$$

zu nutzen. Mit dem Parameter λ_v soll die Verlustaufteilung zwischen Stator und Rotor eingestellt werden können. Das Optimierungsproblem zur Bestimmung der optimalen Ströme kann damit folgendermaßen formuliert werden:

$$\mathbf{i}^* = \underset{\tilde{\mathbf{i}} \in \mathbb{R}^3}{\arg\min} \quad \lambda_v \frac{3}{2} R_s \left(\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2 \right) + (1 - \lambda_v) R_f \tilde{i}_f^2 \tag{3.11a}$$

$$\text{u.B.v.} \qquad \frac{3}{2} z_p \left(\psi_d\left(\tilde{\mathbf{i}}\right) \tilde{i}_q - \psi_q\left(\tilde{\mathbf{i}}\right) \tilde{i}_d \right) = m_d \tag{3.11b}$$

$$\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2 \leq i_{s,max}^2 \tag{3.11c}$$

$$\tilde{i}_d \leq 0 \tag{3.11d}$$

$$0 \leq \tilde{i}_f \leq i_{f,max} \tag{3.11e}$$

$$u_d^2(\tilde{\mathbf{i}}, n) + u_q^2(\tilde{\mathbf{i}}, n)^2 \leq u_{s,max}^2 \tag{3.11f}$$

$$0 \leq u_f(\tilde{\mathbf{i}}) \leq u_{f,max} \ . \tag{3.11g}$$

Das Ziel ist somit eine gewichtete Optimierung der Kupferverluste der Maschine. Gemäß [26] verbessert eine zusätzliche Berücksichtigung der Eisenverluste vor allem bei hohen Drehzahlen die Gesamteffizienz der EESM. Wie aber bereits in Abschnitt 2.2.4 erläutert,

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

waren nicht genügend Daten zur Bestimmung dieser Verluste im gesamten Betriebsbereich vorhanden. Durch den Gewichtungsfaktor λ_v ist nun eine Priorisierung der Stator- bzw. der Rotorverluste möglich. Für $\lambda_v = 0.5$ werden die gesamten Kupferverluste minimiert. Für den Fall $\lambda_v \to 0$ werden die Rotorverluste zunehmend stärker priorisiert und somit minimiert, was aber eine Erhöhung der Statorverluste mit sich bringt. Für $\lambda_v \to 1$ kommt es zu einer Verschiebung der Verluste vom Stator in den Rotor. Der Eingang λ_v kann somit von einem übergeordneten Temperaturregler als Eingangsgröße genutzt werden, um das thermische Verhalten des Systems gezielt zu beeinflussen.

Die Gleichungsnebenbedingung (3.11b) beschränkt die Lösung auf jene Untermenge der Ströme, die das geforderte Drehmoment erzeugen. Die Drehzahl n wird in der Statorspannungsgleichung (3.11f) berücksichtigt und schränkt die zulässige Menge auf das Innere der Spannungsellipse ein. Die Grenze des d-Stromes aus (3.11d) ist physikalisch zwar nicht notwendig, schränkt die Lösung aber auf die in (2.24) definierte Menge der Ströme ein. Aufgrund der geringen magnetischen Asymmetrie der betrachteten Maschine ist durch diese Einschränkung keine großen Abweichung vom unbeschränkten Optimum zu erwarten.

3.2.1 Analytische Lösung

Im ersten Schritt wird die analytische Lösung des Optimierungsproblems (3.11) unter Annahme konstanter Induktivitäten betrachtet. In diesem Fall kann die Drehmomentgleichung (2.47) verwendet werden. Innerhalb der Strom- und Spannungsgrenzen ist nur die Gleichungsnebenbedingung (3.11b) aktiv und die Lagrange Funktion

$$L(\mathbf{i}, \lambda) = \lambda_v \frac{3}{2} R_s \left(i_d^2 + i_q^2\right) + (1-\lambda_v) R_f i_f^2 + \lambda(\bar{m}_d - i_q(L_{df} i_f + (L_d - L_q) i_d)) \tag{3.12}$$

kann angesetzt werden. Hierbei wurde zur besseren Lesbarkeit

$$\bar{m}_d = \frac{2}{3 z_p} m_d \tag{3.13}$$

verwendet. Durch Nullsetzen der partiellen Ableitungen von $L(\mathbf{i}, \lambda)$ nach den Strömen sowie nach dem Lagrange-Multiplikator λ, ergibt sich die Lösung des Optimierungsproblems zu

$$i_d^* = k_L \frac{2R_f}{3R_s} \frac{1-\lambda_v}{\lambda_v} i_f^* \tag{3.14a}$$

$$i_q^* = \sqrt{\left(k_L \frac{2R_f}{3R_s} \frac{1-\lambda_v}{\lambda_v}\right)^2 + \left(\frac{2R_f}{3R_s} \frac{1-\lambda_v}{\lambda_v}\right)} i_f^* \tag{3.14b}$$

$$\bar{m}_d = \underbrace{\sqrt{\left(k_L \frac{2R_f}{3R_s} \frac{1-\lambda_v}{\lambda_v}\right)^2 + \left(\frac{2R_f}{3R_s} \frac{1-\lambda_v}{\lambda_v}\right)}}_{i_q^*} \left(L_{df} + (L_d - L_q) \underbrace{k_L \frac{2R_f}{3R_s} \frac{1-\lambda_v}{\lambda_v}}_{i_d^*} \right) i_f^{*2} \tag{3.14c}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

mit

$$k_L = \frac{L_d - L_q}{L_{df}} \ . \tag{3.15}$$

Aus (3.14c) geht hervor, dass der optimale Rotorstrom mit der Wurzel des geforderten Drehmomentes ansteigt. Betrachtet man (3.14a), dann ist der d-Strom proportional zum Faktor k_L. Dieser Faktor gewichtet das Reluktanzmoment, welches proportional zu $L_d - L_q$ ist und das synchrone Moment, das proportional zu L_{df} ist. Für $k \approx 0$ überwiegt das synchrone Moment und der d-Strom ist nahezu Null. Ist eine magnetische Asymmetrie vorhanden, dann hängt die tatsächliche Wahl des d-Stromes noch vom Term $(2R_f\lambda_v)/(3R_s(1-\lambda_v))$ ab. Für $\lambda_v = 0.5$ wird dabei der d-Strom entsprechend dem Verhältnis der Widerstände gewichtet.

Der Strom der q-Achse ist ebenfalls von k_L abhängig. Besitzt die EESM nun ein stark ausgeprägtes Reluktanzmoment, dann gilt

$$\left(k_L \frac{2R_f}{3R_s}\frac{1-\lambda_v}{\lambda_v}\right)^2 \gg \left(\frac{2R_f}{3R_s}\frac{1-\lambda_v}{\lambda_v}\right) \tag{3.16}$$

und (3.14a) und (3.14b) sind nahezu äquivalent. In den meisten Fällen ist der Reluktanzanteil am Drehmoment aber sehr gering. Für die betrachtete Maschine gilt bei Verwendung der Werte aus Tabelle 2.3

$$k_L \approx 0.003 \quad \text{und} \quad 2R_f/(3R_s) = 206.814 \tag{3.17}$$

wobei zur Auswertung die tatsächlichen und nicht die auf die Statorseite umgerechneten Größen herangezogen wurden. Damit kann in dieser Betrachtung der erste Term in (3.14b) vernachlässigt werden. Für die optimalen Statorströme ergibt sich dann

$$i_d^* = 0 \tag{3.18a}$$

$$i_q^* = \sqrt{\frac{2R_f}{3R_s}\frac{1-\lambda_v}{\lambda_v}}\, i_f^* \tag{3.18b}$$

und für das Drehmoment gilt

$$\bar{m}_d = \sqrt{\frac{2R_f}{3R_s}\frac{1-\lambda_v}{\lambda_v}}\, L_{df} {i_f^*}^2 \ . \tag{3.19}$$

Die optimale Aufteilung zwischen Statorstrom und Rotorstrom wird somit alleinig durch das Verhältnis der Widerstände sowie durch λ_v definiert. Wird (3.19) in (3.18b) eingesetzt und dann Kupferverluste gemäß (2.44) bestimmt, so erhält man

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

$$p_{cu,s} = \sqrt{\frac{3}{2} R_f R_s \frac{1-\lambda_v}{\lambda_v}} \frac{\bar{m}_d}{L_{df}} \tag{3.20a}$$

$$p_{cu,f} = \sqrt{\frac{3}{2} R_f R_s \frac{\lambda_v}{1-\lambda_v}} \frac{\bar{m}_d}{L_{df}} \tag{3.20b}$$

$$p_{cu} = p_{cu,s} + p_{cu,f} = \sqrt{\frac{3}{2} \frac{R_f R_s}{\lambda_v(1-\lambda_v)}} \frac{\bar{m}_d}{L_{df}} \ . \tag{3.20c}$$

Man überzeugt sich leicht, dass sich die optimale Lösung für $\lambda_v = 0.5$ zu $p_{cu,s} = p_{cu,f}$ ergibt. Die Stator- und Rotorverluste sind somit bei Minimierung der Kupferverluste gleich groß. Da der Rotor wesentlich schlechter gekühlt werden kann, ist aus diesem Grund im verlustoptimalen Betrieb eine deutlich höhere Rotortemperatur zu erwarten. Zudem steigen die Kupferverluste linear mit dem geforderten Drehmoment und sind indirekt proportional zur Gegeninduktivität L_{df}.

Besonders interessant ist nun eine Betrachtung der bezogenen Verluste. Bezieht man nämlich die Einzelverluste $p_{cu,f}$ und $p_{cu,s}$ aus (3.20b) und (3.20a) auf die Gesamtverluste p_{cu} aus (3.20c), dann ergibt sich

$$\frac{p_{cu,s}}{p_{cu}} = 1 - \lambda_v \quad \text{und} \quad \frac{p_{cu,f}}{p_{cu}} = \lambda_v \ . \tag{3.21}$$

Somit ist gezeigt, dass λ_v im Grunddrehzahlbereich ein Maß für den Anteil der Rotorverluste an den Gesamtverlusten ist. In diesem Bereich lässt sich über λ_v also die Aufteilung der Verluste zwischen Stator und Rotor einstellen. Da die Gesamtverluste für $\lambda_v \neq 0.5$ ansteigen, fällt die effektive Verschiebung der Verluste geringer aus. Um dies zu zeigen werden p^*_{cu}, $p^*_{cu,s}$ und $p^*_{cu,f}$ als die Verluste bei $\lambda = 0.5$ definiert. Die relative Änderung der Verluste ist dann

$$\frac{p_{cu}(\lambda_v) - p^*_{cu}}{p^*_{cu}} = \frac{0.5}{\sqrt{\lambda_v(1-\lambda_v)}} - 1 \tag{3.22a}$$

$$\frac{p_{cu,s}(\lambda_v) - p^*_{cu,s}}{p^*_{cu,s}} = \frac{1-\lambda_v}{\sqrt{\lambda_v(1-\lambda_v)}} - 1 \tag{3.22b}$$

$$\frac{p_{cu,f}(\lambda_v) - p^*_{cu,f}}{p^*_{cu,f}} = \sqrt{\frac{\lambda_v}{1-\lambda_v}} - 1 \ . \tag{3.22c}$$

Diese Funktionen sind in Abbildung 3.3 dargestellt. Die Verschiebung der Verluste ist bei geringen Variationen von λ_v besonders effektiv. Für $\lambda_v = 0.4$ wird eine effektive Verlustreduktion von 18 % im Rotor bei einer Erhöhung der Gesamtverluste von nur 2.06 % erzielt. Wählt man $\lambda_v = 0.2$, so kann man die Rotorverluste um 50 % reduzieren. Die Statorverluste verdoppeln sich allerdings, was eine Erhöhung der Gesamtverluste von 25 % mit sich bringt.

Im Feldschwächbetrieb ist die eben durchgeführte Untersuchung nicht mehr so einfach möglich, da das Optimierungsproblem (3.11) für eine aktive Ungleichungsbedingung (3.11f)

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

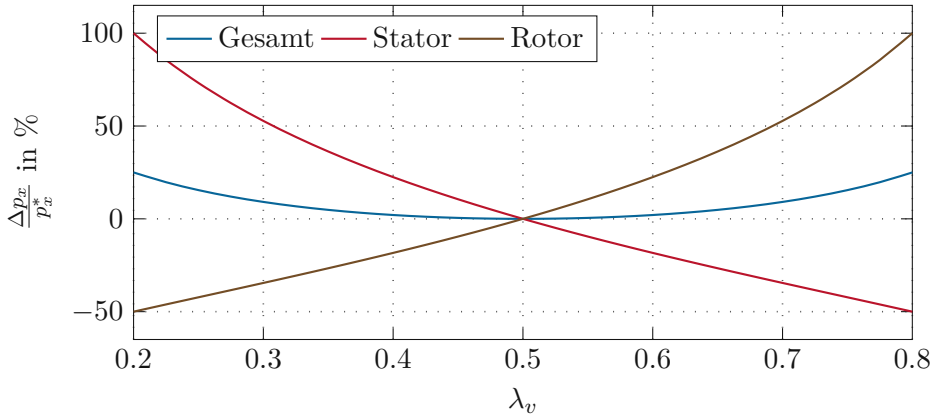


Abbildung 3.3: Verluste in Abhängigkeit von λ_v.

keine analytische Lösung mehr besitzt [38]. Es ist aber zu erwarten, dass die gleichmäßige Verlustaufteilung zwischen Stator und Rotor an der Spannungsgrenze nicht mehr möglich ist, sondern bei einem steigenden d-Strom die Statorverluste einen zunehmend größeren Anteil an den Gesamtverlusten ausmachen.

Wie in Abbildung 3.2 gezeigt, gibt es bei hinreichend hohen Drehzahlen keinen Schnittpunkt zwischen der Drehmomenthyperbel und der Spannungsellipse mehr. Trifft dies für jedes Element in $\mathcal{X}_i$ zu, dann kann der geforderte Betriebspunkt nicht eingestellt werden und das Optimierungsproblem (3.11) besitzt keine Lösung mehr. In diesem Fall muss auf eine alternative Strategie gewechselt werden, da die Gleichungsnebenbedingung (3.11b) nicht mehr erfüllt werden kann. Hierzu wird das Optimierungsproblem umgestellt und in der Form

$$\mathbf{i}^* = \arg\min_{\tilde{\mathbf{i}}\in\mathbb{R}^3} \quad -\operatorname{sign}(m_d)\frac{3}{2}z_p\Big(\psi_d\big(\tilde{\mathbf{i}}\big)\tilde{i}_q - \psi_q\big(\tilde{\mathbf{i}}\big)\tilde{i}_d\Big) \tag{3.23a}$$

$$\text{u.B.v.} \qquad u_d^2(\tilde{\mathbf{i}},n) + u_q^2(\tilde{\mathbf{i}},n) = u_{s,max}^2 \tag{3.23b}$$

$$\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2 \leq i_{s,max}^2 \tag{3.23c}$$

$$\tilde{i}_d \leq 0 \tag{3.23d}$$

$$0 \leq \tilde{i}_f \leq i_{f,max} \tag{3.23e}$$

$$0 \leq u_f(\tilde{\mathbf{i}}) \leq u_{f,max} \tag{3.23f}$$

angesetzt. Damit wird sichergestellt, dass das höchstmögliche Drehmoment an der Statorspannungsgrenze unter Einhaltung der Stromgrenze erzeugt werden kann. In diesem Betriebsbereich ist darüber hinaus zumindest eine der beiden Statorstromgrenzen (3.23c) oder (3.23e) aktiv. Welche das ist,hängt nun wesentlich von der Bedingung

$$i'_{f,max} = \frac{L_{df}}{L_d} i_{f,max} \geq i_{s,max} \tag{3.24}$$

ab. Ist diese Bedingung erfüllt, dann befindet sich der Mittelpunkt der Spannungsellipse bei maximalen Feldstrom außerhalb bzw. auf der Statorstromgrenze. In diesem Fall wird

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

gemäß [18] das maximale Drehmoment durch $i_s = i_{s,max}$ bei einem Leistungsfaktor von Eins erzeugt. Um dies zu gewährleisten, muss der Rotorstrom mit steigender Drehzahl reduziert werden. Bei vernachlässigbar kleinem Rotorwiderstand gilt dann für $n \to \infty$, dass $i'_f = i_{s,max}$ ist. Ist die Bedingung hingegen nicht erfüllt, wie es bei der in dieser Arbeit betrachteten EESM der Fall ist, dann befindet sich der Mittelpunkt der Spannungsellipse für $i_f = i_{f,max}$ innerhalb der Statorstromgrenze. Dieser Fall ist in Abbildung 3.4 für die Maschine aus Tabelle 2.3 bei $n = 0.974$ illustriert. Bei steigender Drehzahl kann $i_s = i_{s,max}$ nicht mehr erfüllt werden. In diesem Fall ist also eine volle Ausnutzung des Statorinverters bei hohen Drehzahlen nicht möglich und die Spannungsellipse befindet sich vollständig innerhalb der Statorstromgrenze. Soll nun das Drehmoment maximiert werden, dann ist dies nur durch eine Maximierung des Feldstromes möglich. Hierdurch wird die Spannungsellipse in Richtung höherer d-Ströme verschoben, ohne das sich deren Form ändert. Da gleichzeitig die Drehmomentlinien in Richtung niedrigerer q-Ströme wandern, kann bei gleichem q-Strom ein höheres Drehmoment erzielt werden.

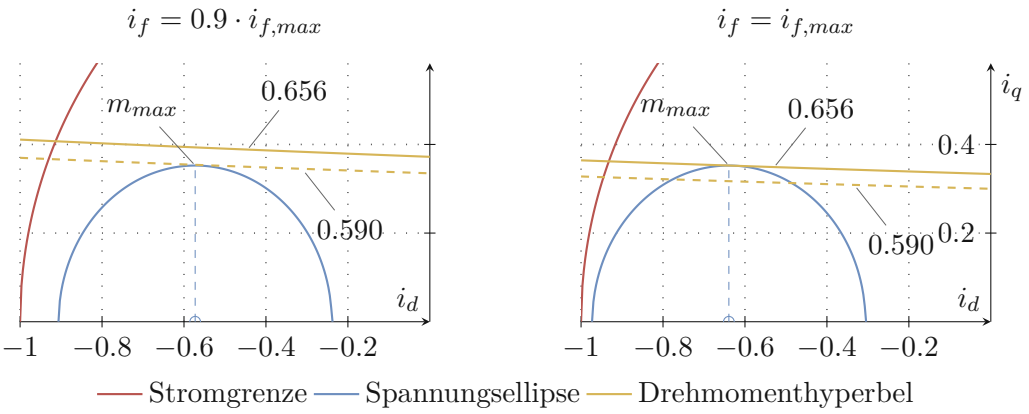


Abbildung 3.4: Maximales Drehmoment an der Spannungsgrenze.

Basierend auf diesen Überlegungen wird daher die Bedingung (3.23e) umformuliert und

$$i_f = i_{f,max} \tag{3.25}$$

gesetzt, wodurch das Optimierungsproblem (3.23) für konstante Induktivitäten analytisch gelöst werden kann. Hierfür wird wieder die stationäre Spannungsgleichung der Maschine unter Vernachlässigung des Widerstandes und für $L_d = L_q = L_s$, also ohne Berücksichtigung des Reluktanzanteiles herangezogen. Verwendet man wieder die Drehmomentgleichung (2.47) dann lautet die analytische Lösung von (3.23):

$$i_d^* = -\frac{L_{df}}{L_s} i_{f,max} = -i'_{f,max} \tag{3.26a}$$

$$i_q^* = \operatorname{sign}(m_d) \frac{u_s}{L_s \omega_{el}} \tag{3.26b}$$

$$i_f^* = i_{f,max} \ . \tag{3.26c}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

In (3.26) ist gezeigt, dass i_d^* jenen Wert annimmt, der das Rotorfeld bei vollem Rotorstrom exakt kompensiert. Der q-Strom nimmt dann indirekt proportional zur geforderten Drehzahl ab, wodurch auch das Drehmoment sinkt. Das Produkt $p_m = m\omega_m$ und somit die mechanische Ausgangsleistung bleibt hierbei konstant. Dies ist trotz des sinkenden q-Stromes möglich, da sich der Leistungsfaktor der Maschine mit abnehmendem q-Strom verbessert und somit die elektrisch zugeführte Wirkleistung ebenfalls konstant bleibt.

3.2.2 Numerische Lösung unter Berücksichtigung der Sättigung

Die weiteren Untersuchungen erfolgen unter Berücksichtigung der Sättigung anhand des Modells aus Abschnitt 2.2.2. Die Optimierungsprobleme (3.11) und (3.23) werden numerisch mittels sequenzieller quadratischer Programmierung in MATLAB für eine Zwischenkreisspannung von $u_{DC} = 1.732$ und eine Rotor- sowie Statortemperatur von 80 °C gelöst. Wenn im Zuge des Optimierungsproblems (3.11) keine Lösung gefunden wird, dann wird der Arbeitspunkt gemäß (3.23) bestimmt. Somit ist es möglich, die optimalen Ströme im gesamten betrachteten Betriebsbereich zu bestimmen.

Die resultierenden Motortabellen sind in Abbildung 3.5 und Abbildung 3.6 dargestellt. Die weißen Kontourlinien beschreiben hierbei die bezogen Ausgangsleistung. Wie im vorherigen Abschnitt prognostiziert, steigen im Grunddrehzahlbereich der q-Strom und der Rotorstrom näherungsweise im gleichen Verhältnis an. Mit steigendem i_q wird die q-Achse jedoch zunehmend gesättigt, wodurch deren Induktivität abnimmt und der Reluktanzanteil im Drehmoment größer wird. Daher werden im Falle des sättigungsbehafteten Modells auch negative d-Ströme im Grunddrehzahlbereich herangezogen. Der Feldschwächbereich wird durch den rapiden Anstieg des negativen d-Stromes in Abbildung 3.5 gekennzeichnet und beginnt abhängig vom Drehmoment bei $n = 0.770$ für $m = 0.802$ und $n = 0.974$ für $m = 0.321$.

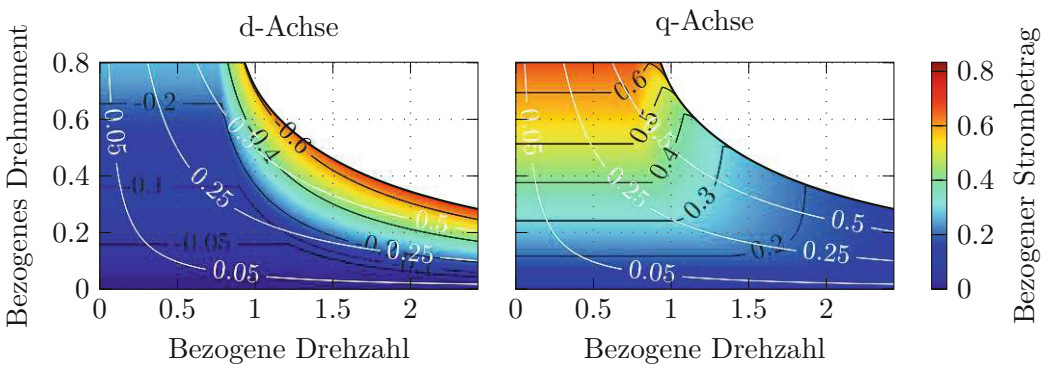


Abbildung 3.5: Optimale Statorströme bei $\lambda_v = 0.5$.

An der Leistungsgrenze der Maschine zeigt sich ebenfalls das erwartete Betriebsverhalten. Mit steigender Drehzahl nimmt der q-Strom und somit das Drehmoment invers proportional zur Drehzahl ab, während der Leistung nahezu konstant bleibt. Betrachtet man die Flussverkettung der d-Achse aus Abbildung 2.15 so zeigt sich, dass in diesem Betriebsbereich jener d-Strom eingestellt wird, welcher den durch den Rotorstrom hervor-

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

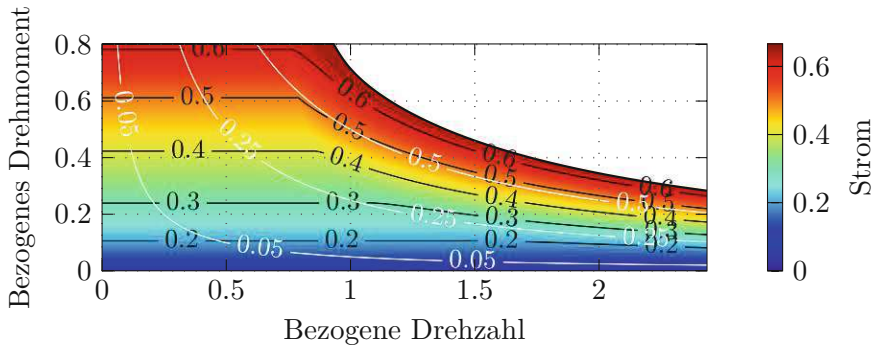


Abbildung 3.6: Optimaler Rotorstrom bei $\lambda_v = 0.5$.

gerufenen Fluss kompensiert. Der Rotorstrom ist an der Leistungsgrenze maximal, der Statorinverter wird hingegen nicht voll ausgelastet.

Die Kupferverluste für $\lambda_v = 0.5$ sind rechts in Abbildung 3.7 dargestellt. Mit steigender Ausgangsleistung steigen auch die Kupferverluste an. Der Anteil der Rotorverluste an den Gesamtverlusten ist in Abbildung 3.7 links dargestellt. Im Bereich niedriger Drehmomente machen die Rotorverluste nahezu 50 % an den Gesamtverlusten aus, was der erwarteten idealen Verlustaufteilung in diesem Bereich entspricht. Mit steigendem d-Strom reduziert sich der Anteil der Rotorverluste im Grunddrehzahlbereich allerdings auf etwas unter 37.5 %. Auch im Feldschwächbetrieb nimmt der Anteil der Rotorverluste an den Gesamtverlusten aufgrund des betragsmäßig steigenden d-Stromes ab. An der Leistungsgrenze sind die Rotorverluste aufgrund des maximierten Feldstromes ebenfalls maximal, durch den hohen Statorstrom ist der Verlustanteil des Rotors in diesem Betriebspunkt aber nur etwa 40 %.

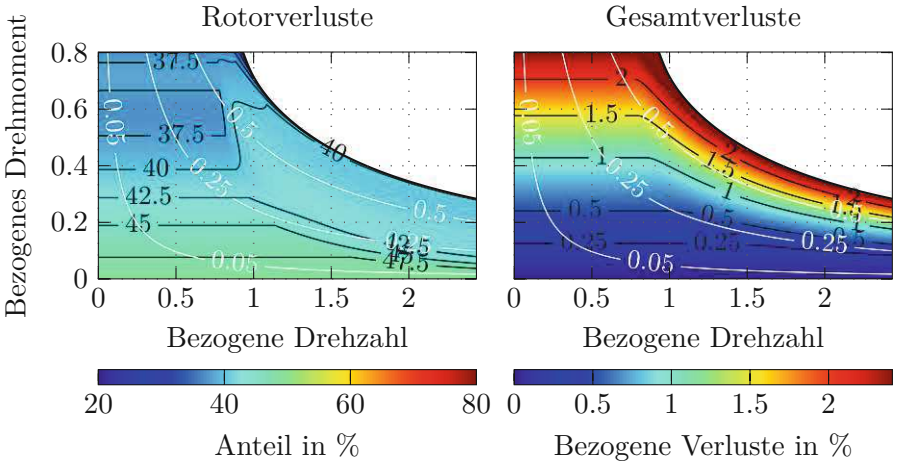
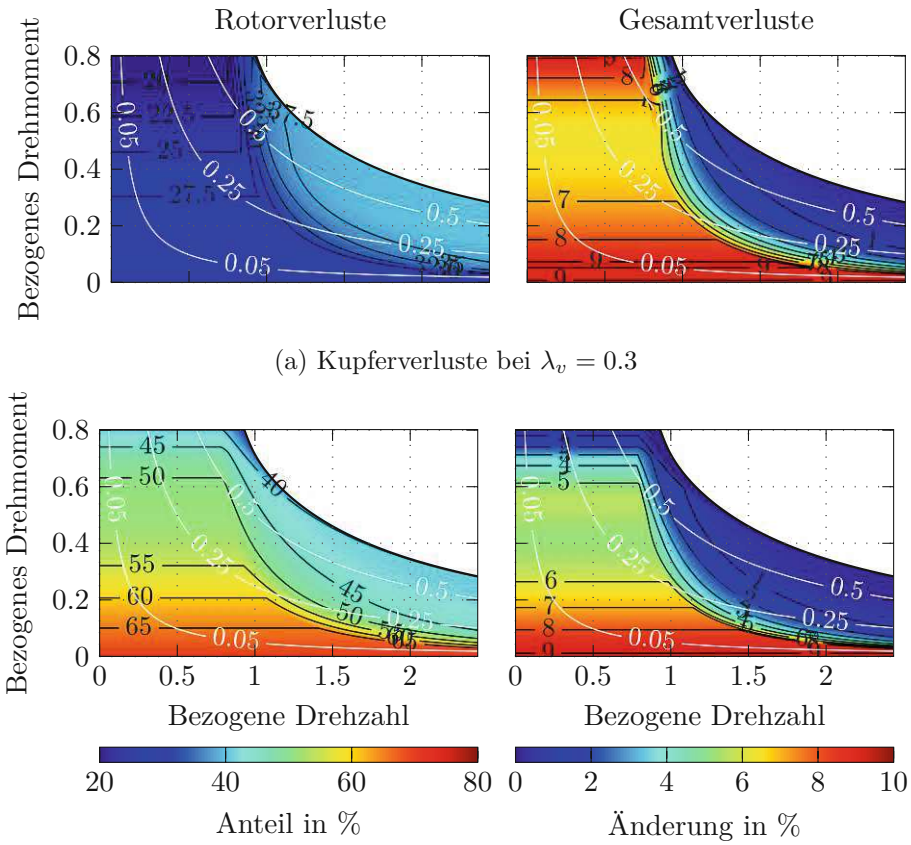


Abbildung 3.7: Anteilige Rotorverluste sowie Kupferverluste bei $\lambda_v = 0.5$.

Die Veränderung der Gesamtverluste bezogen auf die minimalen Verluste sowie der entsprechende Anteil der Rotorverluste für verschiedene Faktoren von λ_v sind in Abbildung 3.8

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

dargestellt. Für $\lambda_v = 0.3$ in Abbildung 3.8a beträgt der Anteil der Rotorverluste bei niedrigen Strömen knapp unter 30 %, was in guter Näherung der analytischen Betrachtung entspricht. Bei steigenden Drehmomenten im Grunddrehzahlbereich nimmt dieser Anteil sogar noch weiter ab, da der Statorstrom wieder durch Nutzung des Reluktanzmoments ansteigt. Die Abweichung vom Optimum durch Verschiebung der Verluste erhöht die Gesamtverluste im Grunddrehzahlbereich allerdings zwischen 6 % und 9 %. Für $\lambda_v = 0.7$ in Abbildung 3.8b ist der Anteil der Rotorverluste an den Gesamtverlusten vor allem im Bereich niedriger Ströme deutlich erhöht. In diesem Bereich ist auch die Abweichung der Gesamtverluste vom Verlustoptimum am größten. Bei steigendem Drehmoment im Grunddrehzahlbereich tendiert die Verlustaufteilung zunehmend gegen die verlustoptimale Stromaufteilung, da der Rotorstrom den maximalen Wert erreicht und nicht mehr weiter ansteigen kann. Im Feldschwächebereich sind die Möglichkeiten zur Verschiebung der Verluste durch die Spannungsgrenze eingeschränkt und somit nimmt auch der Einfluss von λ_v auf die optimale Lösung ab. An der Leistungsgrenze stellt sich unabhängig von λ_v die selbe Lösung ein. Dies ist auch zu erwarten, da im Optimierungsproblem (3.23) die Verluste und somit den Faktor λ_v nicht mehr berücksichtigt werden.



(a) Kupferverluste bei $\lambda_v = 0.3$

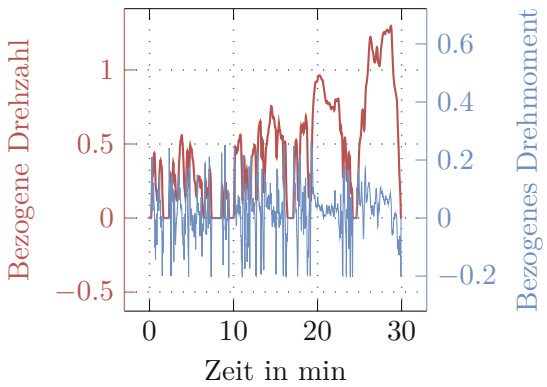
(b) Kupferverluste bei $\lambda_v = 0.7$

Abbildung 3.8: Kupferverluste in Abhängigkeit von λ_v

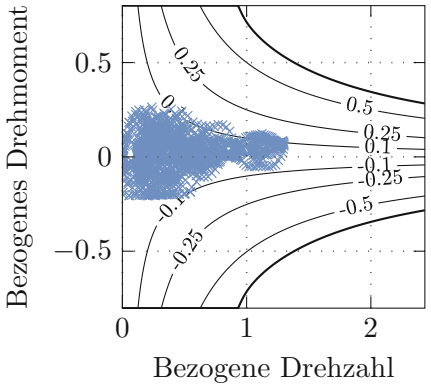
Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

3.3 Verbrauch im WLTC Fahrzyklus

Zuletzt sollen noch die Verluste beim Abfahren des *worldwide harmonized light duty test cycle* (WLTC) betrachtet werden. Hierbei handelt es sich um einen harmonisierten Fahrzyklus für Kraftfahrzeuge, welcher 2017 den neuen europäischen Fahrzyklus (NEFZ) abgelöst hat. Das Testverfahren definiert hierbei einen 30 Minuten dauernden Fahrzyklus, welcher als Basis für die Berechnung des Kraftstoff- bzw. Energieverbrauchs sowie die CO_2 Emissionen eines Fahrzeuges herangezogen wird [62]. In dieser Arbeit wird der WLTC der Klasse Drei für Fahrzeuge mit einer Leistungsdichte von $> 34\,\mathrm{kW/t}$ betrachtet [63]. Das Drehmoment- und Drehzahlprofil des Zyklus ist in Abbildung 3.9a dargestellt. Für die Bestimmung der Verluste wird hierbei ein quasistationärer Betrieb angenommen, bei dem die Drehmomentänderungen hinreichend langsam erfolgen, sodass ein Stromregler immer die optimalen Ströme einstellen kann. Die Verluste im Fahrzyklus werden daher ausschließlich auf Basis der optimalen stationären Ströme ohne Berücksichtigung einer unterlagerten Stromregelung bestimmt.



(a) WLTC Fahrzyklus.



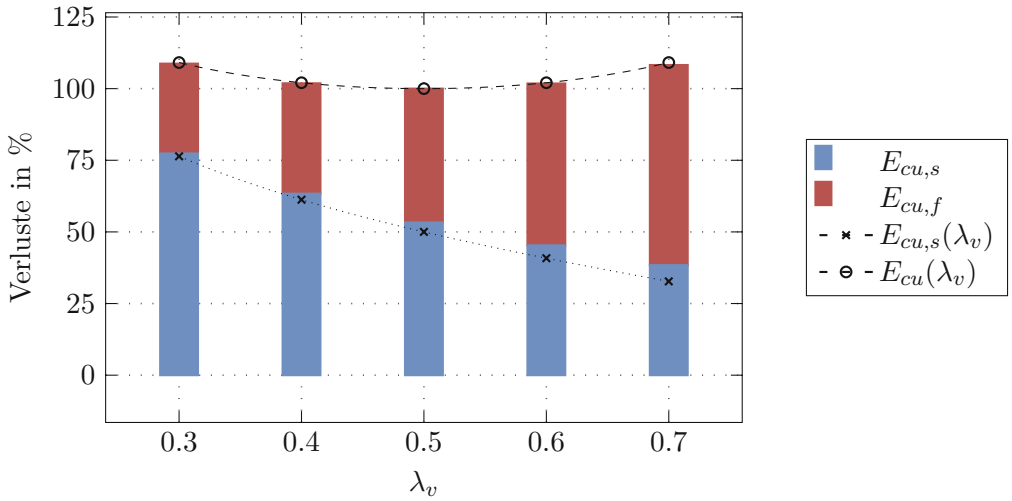
(b) Arbeitspunkte des WLTC.

Die Arbeitspunkte des WLTC sind in Abbildung 3.9b im Motorkennfeld eingetragen. Wie anhand der Abbildung ersichtlich, bewegen sich die bezogenen Leistungen im Bereich von ± 0.12 und die EESM arbeitet fast ausschließlich im Grunddrehzahlbereich.

Werden die optimalen Ströme für die Arbeitspunkte in Abbildung 3.9a bestimmt, so lässt sich die Verlustleistung zu jedem Zeitpunkt ermitteln. Durch Integration der Verlustleistung ergeben sich dann die Gesamtverluste über den Fahrzyklus. Das Ergebnis ist bezogen auf die Verluste bei $\lambda_v = 0.5$ in Abbildung 3.10 dargestellt. Die erwarteten Verluste basierend auf (3.22) sind ebenfalls abgebildet. Wie anhand der Balkendiagramme erkennbar, sind die Verluste für $\lambda_v = 0.5$ minimal und die Verlustaufteilung entspricht mit 53.295 % im Stator und 46.705 % im Rotor sehr gut der erwarteten Aufteilung mit gleich hohen Stator- und Rotorverlusten. Für $\lambda_v < 0.5$ sinken erwartungsgemäß die Rotorverluste während die Gesamtverluste leicht zunehmen. Für den Fall $\lambda_v > 0.5$ erfolgt eine Verschiebung der Statorverluste in den Rotor. Wie anhand der Abbildung erkennbar, ist der Anteil der Statorverluste an den Gesamtverlusten im Allgemeinen etwas höher als erwartet. Dies liegt an der Nutzung des Reluktanzmoments sowie der beginnenden Feldschwächung, welche in der analytischen Lösung nicht berücksichtigt wurde. Der Verlauf der Gesamtverluste

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

entspricht aber in guter Näherung der analytisch bestimmten Kurve. Somit wurde gezeigt, dass im typischen Fahrbetrieb mit dem Parameter λ_v eine Verschiebung der Verluste zwischen Rotor und Stator möglich ist. Hierbei entspricht λ_v näherungsweise dem Anteil der Rotorverluste an den Gesamtverlusten.



Die analytische Abschätzung ist als Funktion $E_{cu,s}(\lambda)$ für die Statorverluste bzw. $E_{cu}(\lambda)$ für die Gesamtverluste abgebildet.

Abbildung 3.10: Kupferverluste im WLTC bei verschiedenen Faktoren λ_v.

In diesem Kapitel wurde somit zuerst anhand analytischer Betrachtungen am ungesättigten Modell gezeigt, dass die Minimierung der Kupferverluste im Grunddrehzahlbereich eine gleichmäßige Aufteilung der Verluste zwischen Rotor und Stator bewirkt. Durch eine gewichtete Optimierung gemäß (3.11), kann dann der Anteil der Rotorverluste an den Gesamtverlusten im Grunddrehzahlbereich direkt durch den Faktor λ_v vorgegebenen werden. Anhand des sättigungsbehafteten Modells wurde dann erörtert, dass auch die numerische Optimierung auf ein ähnliches Verhalten in Abhängigkeit λ_v führt. Die Gesamtverluste verhalten sich hierbei gemäß (3.20c) und steigen für $0.3 \leq \lambda_v \leq 0.7$ maximal um 9.11 % gegenüber den minimalen Verlusten an. Somit ist es möglich, durch eine geringe Erhöhung der Gesamtverluste die Rotorverluste deutlich zu reduzieren, wodurch die thermischen Einschränkungen der Maschine berücksichtigt werden können.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

4 Pulsmustergenerierung

In Abschnitt 2.1 wurde die grundlegende Funktionsweise des T-NPC Inverters erläutert, das *neutral point voltage balancing* Problem betrachtet und die wesentlichen Verlustmechanismen beschrieben. In diesem Abschnitt wird nun eine Methode zur Ansteuerung der 12 Schalter des Statorinverters vorgestellt.

Die primäre Aufgabe der Pulsmustergenerierung für den Statorinverter ist die Bestimmung von Schaltzuständen, um die vom Stromregler geforderte Statorspannung $\mathbf{u}_s = [u_d \quad u_q]^{\mathrm{T}}$ zu synthetisieren. Die wesentlichen sekundären Regelziele sind

- Halten des neutralen Punktes bei etwa 0 V.
- Minimierung der Inverterverluste.
- Ausgleich der Temperatur des horizontalen und vertikalen Zweiges.

Das NP-Balancing ist dabei wesentlich für die Funktion des Inverters und muss somit in jedem Fall berücksichtigt werden. Wie in Abschnitt 1.2.1 bereits erwähnt, wird im automotive Bereich im Wesentlichen auf die *carrier-based* PWM (CB-PWM) sowie die *nearest-three-vector space-vector-modulation* (NTV-SVM) zurückgegriffen. Mit beiden Verfahren kann der neutrale Punkt innerhalb des physikalisch möglichen Bereichs bei einem Potenzial von ca. 0 V gehalten werden. Durch Erweiterungen des Verfahrens ist bis zu einem gewissen Grad auch die Erfüllung weiterer sekundärer Regelziele wie z. B. eine Verlustoptimierung möglich.

Hierzu werden bei der Raumzeigermodulation, wie z. B. in [41, 64] gezeigt, verschiedene Pulsmuster basierend auf der Auswahl der redundanten kleinen Raumzeiger vorgeschlagen. Oftmals bedarf es jedoch aufwändiger Analysen, um ein geeignetes Pulsmuster für eine spezielle Anwendung zu finden und darüber hinaus sind die gefundenen Strategien nicht immer für den gesamten Betriebsbereich des Inverters gut geeignet.

Eine weitere Möglichkeit, die optimalen Raumzeiger zu bestimmen, bieten Modulationsstrategien basierend auf der modellprädikativen Regelung. Im niedrigen Frequenzbereich wird hierfür in [51–53] die *finite-control-set* MPC (FCS-MPC) vorgeschlagen. Bei diesem Verfahren wird das Systemverhalten für jeden Schaltzustand prädiziert und der nächste Schaltzustand so gewählt, dass die durch ein Gütefunktional definierten Regelziele bestmöglich erfüllt werden. Meistens verbindet die FCS-MPC hierbei die Stromregelung mit dem NP-Balancing und einer Verlustoptimierung. Nachteilig sind aber die geringen Schaltfrequenzen, die mit diesem Verfahren erreicht werden können.

Die Optimalität, welche eine FCS-MPC bietet, begründet den Versuch, die grundlegende Idee dieses Verfahrens weiter zu verfolgen. Das Ziel dieses Abschnittes ist daher die Entwicklung einer Pulsmustergenerierung, welche die Flexibilität und Geschwindigkeit der Raumzeigermodulation mit der Optimalität der FCS-MPC verbindet. Das Grundkonzept

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

besteht darin, die Auswahl der redundanten Vektoren der Raumzeigermodulation auf Basis einer Gütefunktion durchzuführen, in welchem die sekundären Regelziele berücksichtigt werden können. In diesem Abschnitt wird daher zuerst die *nearest-three-vector* Raumzeigermodulation vorgestellt, welche benötigt wird, um die zur Erfüllung der primären Regelungsaufgabe benötigten Basisraumzeiger zu bestimmen. Dieser Ansatz wird dann um eine FCS-MPC erweitert, um aus den zulässigen Schaltsequenzen die bestmögliche auszuwählen. Die Vorteile dieses Verfahrens werden dann auf Basis von Simulationen durch einen Vergleich mit der konventionellen Raumzeigermodulation herausgearbeitet.

4.1 Modulationsverfahren

Die Verbindung der Raumzeigermodulation mit der FCS-MPC wird in der Folge als *finite-control-set space-vector-modulation* (FCS-SVM) bezeichnet. Im Zuge dieses Kapitels wird auf die einzelnen Teile des Verfahrens genauer eingegangen und die konkrete Umsetzung beschrieben.

4.1.1 Bestimmung der Basisraumzeiger

Als Basis der Raumzeigermodulation dient das in Abbildung 2.2 dargestellte Raumzeigerdiagramm. Jeder Basisraumzeiger in diesem Raumzeigerdiagramm kann durch einen oder mehrere Schaltzustände des T-NPC Inverters erzeugt werden. Soll nun aber ein Raumzeiger $\mathbf{u}_s$ erzeugt werden, welcher nicht mit einem Basisraumzeiger zusammenfällt, dann muss dieser innerhalb einer PWM-Periode durch Modulation der Basisvektoren synthetisiert werden. Für diese Aufgabe hat sich gemäß [41, 46] die *nearest-three-vector* (NTV) Methode etabliert. Hierbei werden zuerst jene drei Basisraumzeiger mit der geringsten euklidischen Distanz zum Referenzraumzeiger $\mathbf{u}_s$ bestimmt. Diese werden dann innerhalb einer PWM-Periode so moduliert, dass die mittlere Ausgangsspannung der Referenzspannung entspricht.

Die Umsetzung dieses Verfahrens ist in Abbildung 4.1 exemplarisch dargestellt. Der Raumzeiger $\mathbf{u}_s$ wird durch Modulation der beiden abgebildeten Basisraumzeiger $\mathbf{u}_{b,1}$ und $\mathbf{u}_{b,2}$ sowie durch den Nullraumzeigers synthetisiert. Das bedeutet, dass vom Inverter $\mathbf{u}_{b,1}$ für t_1 Sekunden, $\mathbf{u}_{b,2}$ für t_2 Sekunden und die verbleibende Zeit auf die PWM-Periodendauer T_{PWM} der Nullvektor ausgegeben wird.

Für die Implementierung der Raumzeigermodulation ist die Nutzung des gh-Koordinatensystems besonders vorteilhaft [41, 46]. Dieses ist in Abbildung 4.2b dargestellt und besitzt um 60° zueinander verdrehte Koordinatenachsen. Die Skalierung ist darüber hinaus so gewählt, dass die Koordinaten jedes Basisvektors ein Element des $\mathbb{Z}^2$ sind. Somit können für einen gegebenen Raumzeiger die nächsten Basisvektoren durch eine einfache Rundungsoperation bestimmt werden [41].

Die Umrechnung zwischen dem in Abbildung 4.2a dargestelltem $\alpha\beta$-Koordinatensystem und dem gh-Koordinatensystem kann durch eine Abfolge von Scherungen und Achsenskalierungen erfolgen. Da es sich hierbei um lineare Operationen handelt, kann die Transformation als lineare Operation

$$\mathbf{u}_s^{gh} = \mathbf{H}\mathbf{u}_s^{\alpha\beta} \tag{4.1}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

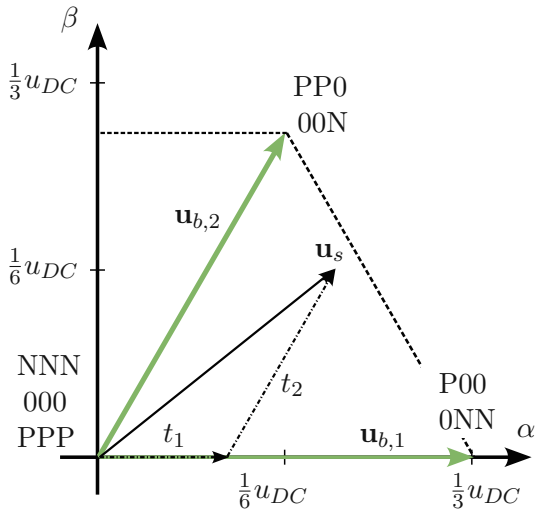


Abbildung 4.1: Zur *nearest three vector* Methode.

mit der Transformationsmatrix $\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{2\times 2}$ und $\mathbf{u}_s^{gh} = [u_g \quad u_h]^{\mathrm{T}}$ angeschrieben werden. Die hochgestellten Indizes stehen hierbei für das Koordinatensystem in welchem der Vektor $\mathbf{u}$ dargestellt wird. Die Matrix $\mathbf{H}$ kann durch geometrische Überlegungen bestimmt werden und ergibt sich zu

$$\mathbf{H} = 3\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & -\frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} . \tag{4.2}$$

Die nächsten vier Basisvektoren lassen sich nun einfach mit

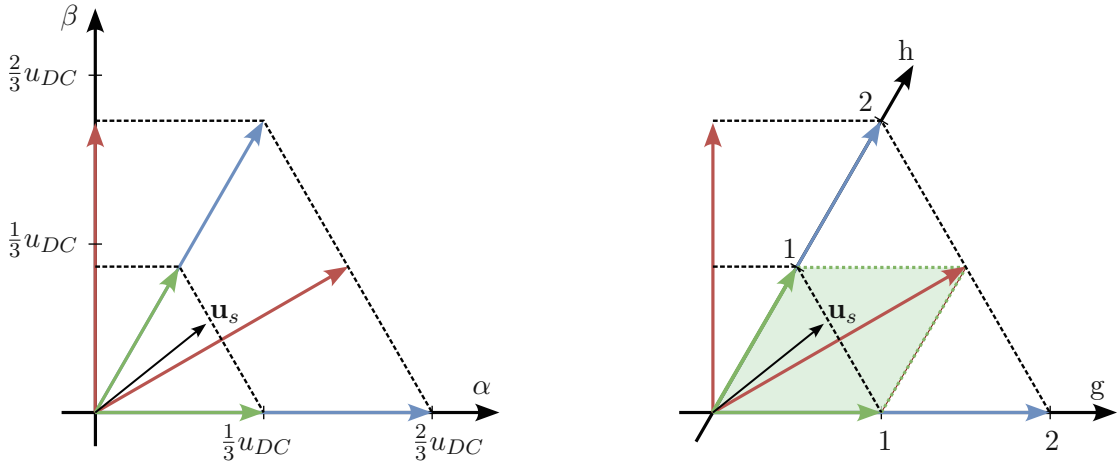
$$\mathbf{u}_{b,1}^{gh} = \begin{bmatrix} \mathrm{floor}(u_g^{gh}) \\ \mathrm{floor}(u_h^{gh}) \end{bmatrix} , \qquad \mathbf{u}_{b,2}^{gh} = \begin{bmatrix} \mathrm{floor}(u_g^{gh}) \\ \mathrm{ceil}(u_h^{gh}) \end{bmatrix} , \tag{4.3a}$$

$$\mathbf{u}_{b,3}^{gh} = \begin{bmatrix} \mathrm{ceil}(u_g^{gh}) \\ \mathrm{floor}(u_h^{gh}) \end{bmatrix} , \qquad \mathbf{u}_{b,4}^{gh} = \begin{bmatrix} \mathrm{ceil}(u_g^{gh}) \\ \mathrm{ceil}(u_h^{gh}) \end{bmatrix} \tag{4.3b}$$

bestimmen. In (4.3) stehen die Funktionen $\mathrm{ceil}(\cdot)$ und $\mathrm{floor}(\cdot)$ für eine Auf- bzw. Abrundung auf die nächste ganze Zahl. Wie in Abbildung 4.2b dargestellt sind diese Vektoren die vier Eckpunkte eines Parallelogramms in dem $\mathbf{u}_s$ liegt. Zur Bestimmung der drei benachbarten Vektoren gilt es dann, die folgenden Fälle zu unterscheiden:

- Wenn ein Basisvektor außerhalb des Raumzeigerdiagramms liegt, d. h. einen nicht realisierbaren Raumzeiger darstellt, so wird dieser Basisvektor entfernt und die verbleibenden drei Vektoren werden zur Modulation herangezogen.
- Wenn alle Basisvektoren zu zulässigen Schaltzuständen führen, dann wird jener Basisvektor mit dem größten euklidischen Abstand zum geforderten Raumzeiger $\mathbf{u_s}$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN



(a) $\alpha\beta$-Koordinatensystem (b) gh-Koordinatensystem

Abbildung 4.2: Zu den Koordinatensystemen bei der Raumzeigermodulation.

entfernt und die drei verbleibenden Vektoren zur Modulation herangezogen. Da die Koordinatenachsen des gh-Systems nicht orthogonal zueinander stehen, muss für die Bestimmung der euklidischen Distanz der Kosinussatz verwendet werden.

Werden die gewählten Basisvektoren als $\mathbf{u}_{b,1}$, $\mathbf{u}_{b,2}$ und $\mathbf{u}_{b,3}$ bezeichnet, so lassen sich die benötigten Schaltzeiten durch Lösung des linearen Gleichungssystems

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_s \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{b,1} & \mathbf{u}_{b,2} & \mathbf{u}_{b,3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_3 \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

mit $t_x = \tau_x \, T_{PWM}$ für $x \in \{1, 2, 3\}$ ermitteln. Das Gleichungssystem (4.4) besitzt genau dann eine eindeutige Lösung, wenn die drei Basisvektoren eindeutig sind. Um dies zu garantieren, müssen daher vor der Auswertung alle mehrfach vorhandenen Null- bzw. Basisvektoren sowie die dazugehörigen Schaltzeiten aus (4.4) entfernt werden. Dies ist der Fall, wenn $\mathbf{u}_s$ parallel zu einem Basisvektor liegt oder exakt mit einem Basisvektor zusammenfällt. Dann wird anstatt mit den nächsten drei Basisraumzeigern mit den nächsten beiden bzw. mit dem einzig möglichen Basisraumzeiger gearbeitet.

4.1.2 Auswahl der Schaltsequenz

Im vorherigen Abschnitt wurde beschrieben, wie die Basisraumzeiger sowie die zugehörigen Schaltzeiten bestimmt werden können. Bei einem Zwei-Level Inverter wäre an dieser Stelle der größte Teil der Regelungsaufgabe erledigt, denn dort kann jedem Basisraumzeiger exakt ein Schaltzustand zugeordnet werden. Einzig bei den Nullraumzeigern gibt es einen Freiheitsgrad in der Auswahl. Bei Verwendung eines Drei-Level Inverters ist dieser einfache Zusammenhang nicht mehr gegeben und es muss streng zwischen Basisraumzeigern, Schalt-

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

zuständen und Schaltsequenzen unterschieden werden. Da diese Begriffe im Folgenden immer wieder verwendet werden, erfolgt an dieser Stelle nochmals eine kurze Definition.

Schaltzustand Als Schaltzustand $\mathbf{s} = [s_u \quad s_v \quad s_w]^{\mathrm{T}}$ wird der Zustand des Inverters bezeichnet. Jedes Element s_x mit $x \in \{u, v, w\}$ entspricht dem Zustand des entsprechenden Brückenzweiges u, v oder w. Somit gilt $s_x \in \{\mathtt{P}, \mathtt{N}, \mathtt{0}\}$. Hierbei beschreibt der P-Zustand die Verbindung des Stranges mit $u_{DC}/2$, der N-Zustand die Verbindung mit $-u_{DC}/2$ und der 0-Zustand die Verbindung mit dem neutralen Punkt. Jedem Schaltzustand kann eindeutig ein Basisraumzeiger zugeordnet werden.

Basisraumzeiger Sei $\mathcal{B}$ die Menge aller in Abbildung 2.2 dargestellten Basisvektoren. Ein Basisraumzeiger oder Basisvektor wird mit $\mathbf{u}_b \in \mathcal{B}$ beschrieben und ist ein Raumzeiger, der die aktuelle Ausgangsspannung des Inverters beschreibt. Die Zuordnung von Basisraumzeigern zu Schaltzuständen ist nicht eindeutig, da jeder kleine Basisraumzeiger sowie der Nullraumzeiger durch verschiedene Schaltzustände generiert werden kann.

Schaltsequenz Die Schaltsequenz $\boldsymbol{\sigma} = [\mathbf{s}_1^{\mathrm{T}} \quad \mathbf{s}_2^{\mathrm{T}} \quad \mathbf{s}_3^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$ ist eine Abfolge von maximal drei Schaltzuständen, um gemäß dem *nearest-three-vector* Verfahren jene Basisraumzeiger zu erzeugen, die über eine PWM-Periode im Mittel den geforderten Raumzeiger $\mathbf{u}_s$ ergeben. Einer Schaltsequenz kann somit eindeutig eine Sequenz von Basisraumzeigern zugeordnet werden, eine Sequenz von Basisraumzeigern kann aber durch verschiedene Schaltsequenzen generiert werden.

Sei nun $\mathcal{S}$ die Menge aller möglichen Schaltsequenzen, welche die mit der *nearest-three-vector* Methode gefundenen Basisraumzeiger $\mathbf{u}_{b,1}$, $\mathbf{u}_{b,2}$ und $\mathbf{u}_{b,3}$ erzeugen. All diese Raumzeiger erfüllen das primäre Regelziel und synthetisieren im Mittel die geforderte Ausgangsspannung $\mathbf{u}_s$. Um nun auch die wesentlichen sekundären Regelziele, also das Balancing des neutralen Punktes, die Verlustminimierung und die Verschiebung der Verluste zu realisieren, wird die folgende Kostenfunktion angesetzt:

$$f_\sigma(\boldsymbol{\sigma}) = \lambda_c (u_{NP}(\boldsymbol{\sigma}))^2 + \lambda_v \underbrace{\left(E_d^h(\boldsymbol{\sigma}) + E_s^h(\boldsymbol{\sigma})\right)^2}_{\text{horizontaler Zweig}} + (1-\lambda_v) \underbrace{\left(E_d^v(\boldsymbol{\sigma}) + E_s^v(\boldsymbol{\sigma})\right)^2}_{\text{vertikaler Zweig}} . \tag{4.5}$$

Die Bestimmung der optimalen Schaltsequenz kann dann als unbeschränktes statisches Optimierungsproblem in $\mathcal{S}$ formuliert werden.

$$\boldsymbol{\sigma}^* = \underset{\tilde{\boldsymbol{\sigma}} \in \mathcal{S}}{\arg\min} \quad f_\sigma(\tilde{\boldsymbol{\sigma}}) \tag{4.6}$$

Der erste Term der quadratischen Kostenfunktion entspricht der prädizierten Abweichung der NP-Spannung u_{NP} von den geforderten 0 V. Der zweite bzw. dritte Term entspricht den prädizierten Schalt- und Durchlassverlusten der horizontalen bzw. vertikalen Zweige des Inverters. Zur Gewichtung werden die beiden Faktoren $\lambda_c \in \mathbb{R}^+$ und $\lambda_v \in [0, 1]$ herangezogen. Mit λ_c lässt sich die Gewichtung zwischen dem NP-Balancing und der Minimierung der Inverterverluste einstellen. Große Werte von λ_c führen somit zur Auswahl

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Zustand	$\boldsymbol{\sigma}_1$	$\boldsymbol{\sigma}_2$	$\boldsymbol{\sigma}_3$	$\boldsymbol{\sigma}_4$	$\boldsymbol{\sigma}_5$	$\boldsymbol{\sigma}_6$	$\boldsymbol{\sigma}_7$	$\boldsymbol{\sigma}_8$	$\boldsymbol{\sigma}_9$	$\boldsymbol{\sigma}_{10}$	$\boldsymbol{\sigma}_{11}$	$\boldsymbol{\sigma}_{12}$
$\mathbf{s}_1$	NNN	OOO	PPP	NNN	OOO	PPP	NNN	OOO	PPP	NNN	OOO	PPP
$\mathbf{s}_2$	OON	OON	OON	PPN	PPN	PPN	OON	OON	OON	PPO	PPO	PPO
$\mathbf{s}_3$	ONN	ONN	ONN	ONN	ONN	ONN	POO	POO	POO	POO	POO	POO

Tabelle 4.1: Mögliche Schaltsequenzen zum Raumzeiger in Abbildung 4.1.

von Schaltzuständen, die einen geringen NP-Rippel erzeugen, während für $\lambda_c \to 0$ die Verluste zunehmend minimiert werden.

Der Parameter λ_v hat die gleiche Aufgabe wie jener in Abschnitt 3.2 und ermöglicht es, Verluste zwischen dem horizontalen und vertikalen Zweig zu verschieben. Für $\lambda_v \to 1$ werden die Verluste im horizontalen Zweig zunehmend stärker priorisiert und die Verluste zunehmend in den vertikalen Zweig verschoben. Im umgekehrten Fall werden für $\lambda_v \to 0$ die Verluste zunehmend in den horizontalen Zweig geschoben. Die Wahl von $\lambda_v = 0.5$ führt zur Minimierung der Gesamtverluste.

Die Kardinalität von $\mathcal{S}$ ist höchstens 12, wie sofort anhand von Abbildung 2.2 zu sehen ist. Ein Raumzeiger im Inneren des kleinen Sechseckes kann durch einen Null- sowie zwei kleine Basisvektoren erzeugt werden. Da jeder Nullraumzeiger durch drei Schaltzustände generiert werden kann und die beiden kleinen Basisraumzeiger jeweils zwei zugehörige Schaltzustände besitzen, ergibt sich die Anzahl der möglichen Schaltfolgen zu $3 \cdot 2 \cdot 2 = 12$. Zur besseren Veranschaulichung sind die Schaltfolgen für das Beispiel in Abbildung 4.1 in Tabelle 4.1 dargestellt.

Da $|S| \leq 12$ ist, kann das Optimierungsproblem 4.6 direkt durch Ausprobieren der möglichen Schalterkombinationen gelöst werden. Dieses Verfahren wird als *finite-control-set* MPC bezeichnet und wird in den folgenden Abschnitten genauer beschrieben.

4.1.3 Anordnung der Schaltzustände

Nachdem die Menge $\mathcal{S}$ auf Basis der vorherigen Überlegungen bestimmt wurde, gilt es nun für jede Schaltfolge $\boldsymbol{\sigma}_j \in \mathcal{S}$ die Reihenfolge der Schaltzustände zu ermitteln. Natürlich wäre es ebenfalls möglich, alle möglichen Permutationen der Schaltzustände in $\boldsymbol{\sigma}_j$ direkt in $\mathcal{S}$ aufzunehmen und das Optimierungsproblem (4.6) zu lösen. Damit würde sich die Kardinalität aber auf maximal $12 \cdot 3! = 72$ erhöhen, was mit einer Versechsfachung der Rechenzeit einhergehen würde. Daher wird die Reihenfolge basierend auf [41] mit einer einfachen Heuristik bestimmt. Hierzu wird den Zuständen `P`, `O` und `N` jeweils die ganze Zahl 2 ,1 und 0 zugeordnet und die Summennorm $\|\mathbf{s}\|_1$ gebildet. Diese ist für jeden Schaltzustand $\mathbf{s}_x$ in $\boldsymbol{\sigma}_j$ eindeutig [41]. Die Differenz der Summennormen der Schaltzustände entspricht dann der Anzahl der notwendigen Schaltvorgänge beim Abarbeiten der Schaltsequenz. Zur Minimierung der Schaltverluste ist es daher naheliegend, jene Schaltsequenz zu wählen, welche die geringste Anzahl an Schaltvorgängen aufweist. Es gilt also die Elemente in $\boldsymbol{\sigma}_j$ so zu permutieren, dass die Kostenfunktion

$$f(\mathbf{s}_0, \mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \mathbf{s}_3) = \sum_{k=1}^{3} \|\mathbf{s}_k\|_1 - \|\mathbf{s}_{k-1}\|_1 \tag{4.7}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

minimiert wird. Der Vektor $\mathbf{s}_0$ steht hierbei für den letzten Schaltzustand der zuvor am Inverter ausgegebenen Schaltsequenz. Betrachtet man z. B. die erste Spalte in Tabelle 4.1, dann würde vor der Permutation

$$\boldsymbol{\sigma}_1 = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathtt{N} \\ \mathtt{N} \\ \mathtt{N} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \mathtt{0} \\ \mathtt{0} \\ \mathtt{N} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \mathtt{0} \\ \mathtt{N} \\ \mathtt{N} \end{bmatrix} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 2 & 1 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{4.8}$$

gelten. Für den Fall $\mathbf{s}_0 = [\mathtt{N} \quad \mathtt{N} \quad \mathtt{N}]^{\mathrm{T}} \rightarrow [0]$, ergibt sich die optimale Schaltsequenz zu

$$\boldsymbol{\sigma}_1^* = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathtt{N} \\ \mathtt{N} \\ \mathtt{N} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \mathtt{0} \\ \mathtt{N} \\ \mathtt{N} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \mathtt{0} \\ \mathtt{0} \\ \mathtt{N} \end{bmatrix} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{4.9}$$

mit insgesamt zwei Zustandswechseln. Ist nun $\mathbf{s}_0 = [0 \quad 0 \quad 0]^{\mathrm{T}} \rightarrow [3]$, dann ergibt sich $\boldsymbol{\sigma}_1^*$ nach der optimalen Permutation zu

$$\boldsymbol{\sigma}_1^* = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathtt{0} \\ \mathtt{0} \\ \mathtt{N} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \mathtt{0} \\ \mathtt{N} \\ \mathtt{N} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \mathtt{N} \\ \mathtt{N} \\ \mathtt{N} \end{bmatrix} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \rightarrow \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{4.10}$$

mit insgesamt drei Zustandswechseln, da am Anfang vom Zustand $\mathbf{s}_0 = [\mathtt{0} \quad \mathtt{0} \quad \mathtt{0}]^{\mathrm{T}}$ auf den Zustand $\mathbf{s}_1 = [\mathtt{0} \quad \mathtt{0} \quad \mathtt{N}]^{\mathrm{T}}$ umgeschaltet werden muss.

Am einfachsten lässt sich dieses Verfahren implementieren, indem für jede Schaltsequenz die sechs möglichen Permutationen bestimmt werden und für jede mögliche Anordnung die Kostenfunktion (4.7) ausgewertet wird.

4.1.4 Bestimmung der NP-Spannung

Um das erste sekundäre Regelziel zu erfüllen, müssen die Auswirkungen einer Schaltsequenz auf den neutralen Punkt ermittelt werden. Wie in Abschnitt 2.1.2 gezeigt, errechnet sich die NP-Spannung gemäß (2.8), wobei der NP-Strom nach Abbildung 2.2 eindeutig aus dem Schaltzustand bestimmt werden kann und auch die Schaltzeit nach (4.4) eindeutig bekannt ist. Somit ergibt sich die NP-Spannung nach Ausführung einer Schaltsequenz zu

$$u_{NP}(\boldsymbol{\sigma}) = u_{NP,0} - \frac{1}{C_p + C_n} \sum_{k=1}^{3} t_k i_{NP,k} \ . \tag{4.11}$$

Die Änderung der NP-Spannung ist also direkt proportional zur Summe der zu- und abgeführten Ladungsmengen.

4.1.5 Bestimmung der Verluste

Im nächsten Schritt gilt es die Verluste zu ermitteln. Hierfür ausschlaggebend ist neben der Anordnung der Vektoren auch die Form des Pulsmusters. Gemäß [41] ist die Nutzung eines symmetrischen Pulsmusters zur Minimierung der THD sinnvoll und wird daher auch in dieser Arbeit verwendet. Ein mögliches Pulsmuster ist in Abbildung 4.3 dargestellt. Die

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Einschaltzeit von $\mathbf{s}_1$ und $\mathbf{s}_2$ wird hierbei auf zwei Intervalle aufgeteilt. Für die Schaltverluste bedeutet dies, dass abgesehen vom Zustandswechsel von $\mathbf{s}_0$ auf $\mathbf{s}_1$, jeder Zustandswechsel zwei Mal auftritt.

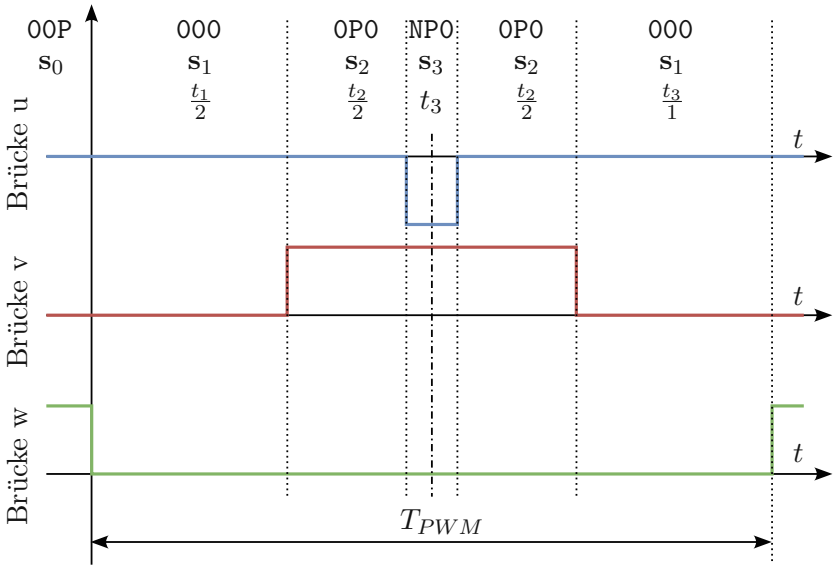


Abbildung 4.3: Symmetrisches Pulsmuster bei der Raumzeigermodulation.

Da die Ströme in jedem Strang gemessen werden können und somit bekannt sind, kann anhand Tabelle 2.2 die konkrete Position der Schaltverluste bestimmt werden. Unter Annahme bekannter Kondensatorspannungen sind, wie in Abschnitt 2.1.3 erläutert, alle Voraussetzungen zur Bestimmung der Schaltverluste gegeben. Die Verluste der horizontalen und vertikalen Schalter werden hierbei summiert und zu den Gesamtverlusten in den horizontalen Zweigen $E_s^h(\boldsymbol{\sigma})$ sowie den vertikalen Zweigen $E_s^v(\boldsymbol{\sigma})$ zusammengefasst.

Hinsichtlich der Durchlassverluste gestaltet sich die Bestimmung sehr einfach. Mit der bekannten Schaltsequenz $\boldsymbol{\sigma}_j$, der aus (4.4) ermittelten Schaltzeiten t_1, t_2 und t_3, der Strangströme sowie der Ausgangskennlinie der MOSFETs aus Abbildung 2.6 sind alle Parameter zur Bestimmung der Durchlassverluste bekannt. Gemäß den Ausführungen in Abschnitt 2.1.3 können die Verluste in jedem der 12 Schalter des Inverters bestimmt werden. Diese werden dann zu den horizontalen Durchlassverlusten $E_d^h(\boldsymbol{\sigma})$ und vertikalen Durchlassverlusten $E_d^v(\boldsymbol{\sigma})$ zusammengefasst.

4.1.6 Auswertung der Kostenfunktion

Die in den vorherigen Abschnitten beschriebenen Berechnungen werden für jede Schaltsequenz $\boldsymbol{\sigma} \in S$ durchgeführt. Somit sind für jede Schaltsequenz die horizontalen Verluste $E_d^h(\boldsymbol{\sigma})$ und $E_s^h(\boldsymbol{\sigma})$, die vertikalen Verluste $E_d^v(\boldsymbol{\sigma})$ und $E_s^v(\boldsymbol{\sigma})$ sowie die NP-Spannung $u_{NP}(\boldsymbol{\sigma})$ bekannt. Diese Werte werden dann in (4.6) eingesetzt, um die Kosten einer Schaltsequenz zu bestimmen. Jene Sequenz mit den minimalen Kosten wird dann zur Ansteuerung der Schalter herangezogen.

Das gesamte Verfahren ist an dieser Stelle nochmals zusammengefasst dargestellt.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Algorithmus 1 Finite Control Set Space Vector Modulation

Eingabe: $\mathbf{u}_s$, $\mathbf{i}_s$, u_{NP}, λ_c, λ_v
Ausgabe: $\boldsymbol{\sigma}^*$

```
f*_σ ← ∞
Bestimme u^gh_b,1, u^gh_b,2, u^gh_b,3 gemäß (4.3)
Bestimme t_1, t_2, t_3 gemäß (4.4)
Bestimme die Menge aller möglichen Schaltsequenzen S gemäß Abschnitt 4.1.2
for all σ_j ∈ S do
    Bestimme die Anordnung der Schaltzustände gemäß Abschnitt 4.1.3
    Bestimme u_NP(σ_j) gemäß (4.11)
    Bestimme E^h_s(σ_j), E^h_d(σ_j), E^v_s(σ_j), E^v_d(σ_j) gemäß Abschnitt 4.1.5
    Bestimme die Kosten f_σ(σ_j) gemäß (4.6)
    if f_σ(σ_j) < f*_σ then
        f*_σ ← f_σ(σ_j)
        σ* ← σ_j
    end if
end for
```

4.2 Simulationsergebnisse

Die Funktion der zuvor beschriebenen Strategie soll an einem ausgewählten Arbeitspunkt demonstriert werden. Hierzu wird das in Abbildung 4.4 dargestellte Simulationsmodell verwendet. Dieses besteht aus dem T-NPC Inverter sowie einem einfachen elektrischen Modell der EESM.

Der gewählte Arbeitspunkt liegt nun bei einer Drehzahl von $n = 0.393$ und einem Drehmoment von $m = 0.321$. Die elektrischen Größen werden durch Optimierung gemäß Abschnitt 3.2.2 bestimmt. Entsprechend wird bei einer Zwischenkreisspannung von $u_{DC} = 1.732$ eine Statorspannung von $u_s = 0.423$ gefordert. Gemäß [47] befindet sich der Modulationsindex damit in jenem Bereich, in welchem die dritten Harmonischen der elektrischen Winkelgeschwindigkeit unterdrückt werden können. Somit ist zu erwarten, dass die Abweichungen des neutralen Punktes im Wesentlichen durch den schaltfrequenten Rippel bedingt werden. Der Strom an diesem Arbeitspunkt besitzt einen Wert von $i_s = 0.369$ und der Phasenwinkel beträgt 33.621° induktiv. Wie anhand der Abbildung ersichtlich, wird die EESM als dreiphasiges RL-Glied mit einer Spannungsquelle in Sternschaltung simuliert. Hierbei ist der R_s der Statorwiderstand aus Tabelle 2.3 für die Induktivität wurde $L_s = 1.635$ festgelegt um die Sättigung zu modellieren.

Das Modell des Inverters wird in MATLAB/SIMULINK mittels SIMSCAPE simuliert und mit einem *ode23t* Lösungsalgorithmus ausgewertet.

Die weiteren Einstellungen sind in Tabelle 4.2 angeführt und bleiben, wenn nicht anders erwähnt, für alle Versuche in diesem Abschnitt gleich.

Das vorgestellte Verfahren zur Pulsmustergenerierung wird zudem mit der klassischen Raumzeigermodulation verglichen. Für die klassische Raumzeigermodulation werden die Schaltzustände gemäß der *nearest-three-vector* Methode bestimmt. Die kleinen Raumzeiger werden dann so gewählt, dass diese die aktuellen NP-Spannung reduzieren. Die Anordnung

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

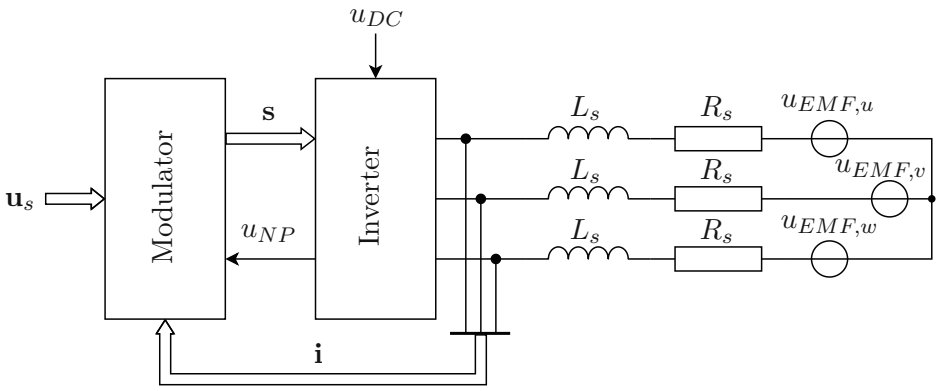


Abbildung 4.4: Systemmodell zum Test der Pulsmustergenerierung

Parameter	Symbol	Wert
Zwischenkreisspannung	u_{DC}	1.732
Kapazität C_p	C_p	0.754
Kapazität C_n	C_n	0.754
PWM Frequenz	T_{PWM}	12.5 kHz
Totzeit Schalter	T_t	2 µs
Temperatur Schalter	ϑ_{sw}	120 °C

Tabelle 4.2: Parameter der Simulation.

der Schaltzustände erfolgt dann gemäß Abschnitt 4.1.3 um die Verluste gering zu halten.

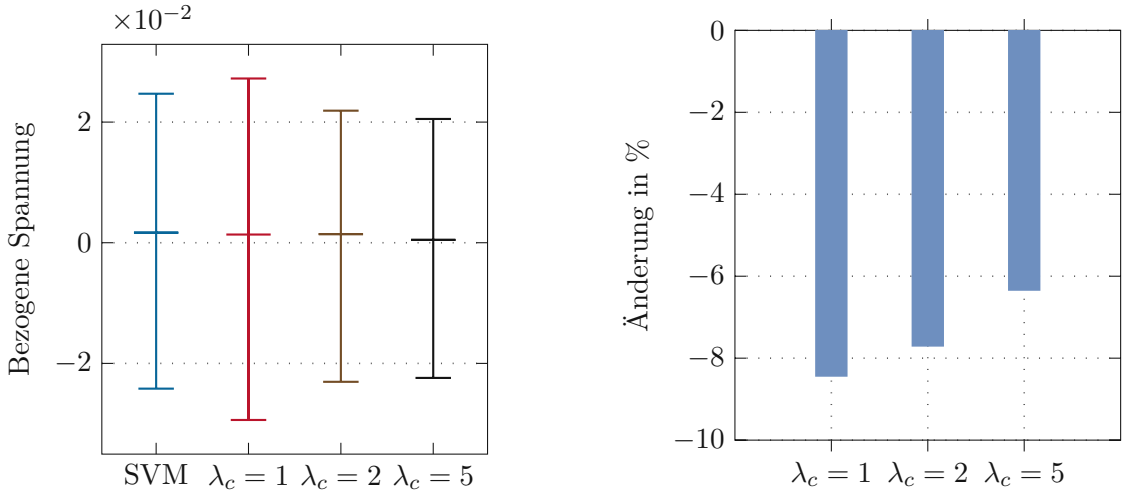
4.2.1 Spannungsrippel und Verluste

Der Gewichtungsfaktor λ_c in der Kostenfunktion (4.5) ermöglicht eine Wahl zwischen dem NP-Balancing und der Minimierung der Verluste. In diesem Abschnitt wird die Auswirkung dieses Parameters auf die NP-Spannung sowie die Verluste im stationären Zustand analysiert. Hierzu wird der Eingangs beschriebene Arbeitspunkt bei einem Faktor $\lambda_v = 0.5$, also im verlustoptimalen Betrieb, betrachtet.

Für die Wahl $\lambda_c \in \{1, 2, 5\}$ wurden im stationären Zustand der Rippel des neutralen Punktes sowie die Verluste des Inverters simulativ bestimmt. Die resultierenden Rippel sind in Abbildung 4.5a dargestellt. Die Abbildung zeigt den maximalen und minimalen Wert der NP-Spannung sowie den Mittelwert des Signals. Wie man sieht, ist das Verfahren in der Lage, den NP-Rippel im Mittel bei etwa 0 V zu halten. Des weiteren ist mit steigendem λ_c eine Abnahme des Rippels ersichtlich. So beträgt der betragsmäßig maximale Rippel bei $\lambda_c = 1$ in etwa $u_{NP} = 29.379 \cdot 10^{-3}$, während dieser bei $\lambda_c = 5$ nur in etwa $u_{NP} = 22.408 \cdot 10^{-3}$ beträgt. Die Raumzeigermodulation erreicht einen Rippel von etwa $u_{NP} = 24.701 \cdot 10^{-3}$ und ist somit etwas besser als die FCS-SVM bei $\lambda_c = 1$ aber schlechter als die FCS-SVM bei größeren Faktoren λ_c. Der größere Rippel ist dadurch begründet, dass beide kurzen Vektoren zur Reduktion der NP-Spannung herangezogen werden. Somit

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

ist eine Überkompensation der NP-Spannung bei der klassischen SVM wahrscheinlicher als bei der FCS-SVM.



(a) Rippel des neutralen Punktes.

(b) Verluste bezogen auf die SVM.

Abbildung 4.5: Pulsmustergenerierung bei verschiedenen Werten von λ_c.

In Abbildung 4.5b sind die Verluste in Abhängigkeit des Parameters λ_c im stationären Zustand dargestellt. Diese wurden auf die Verluste der klassischen SVM bezogen. Auch hier ist wieder der Effekt von λ_c ersichtlich. Für $\lambda_c = 1$ ist die Verlustreduktion mit etwa 8.427 % am größten und bei $\lambda_c = 5$ mit etwa 6.329 % am geringsten. Somit ist gezeigt, dass sich durch λ_c tatsächlich ein Kompromiss zwischen Verlustreduktion und NP-Rippel erzielen lässt. Es ist auch ersichtlich, dass die FCS-SVM der klassischen Raumzeigemodulation hinsichtlich der Verluste überlegen ist und in diesem Arbeitspunkt für jeden gezeigten Parameter λ_c eine Reduktion der Verluste ermöglicht.

Der Parameter $\lambda_c = 2$ stellt einen guten Kompromiss zwischen Verlustreduktion und NP-Rippel dar und wird für die weiteren Versuche herangezogen. In Abbildung 4.6 ist das Pulsmuster der Phase u, der Strom sowie die NP-Spannung im stationären Zustand dargestellt. Anhand des Pulsmusters sieht man, dass alle drei Spannungslevels ausgenutzt werden, um das Referenzsignal nachzubilden. Der Stromverlauf ist näherungsweise sinusförmig, durch den gesteuerten Betrieb kommt es aber zu leichten Abweichungen bei den Amplituden. Zudem tritt eine geringe DC-Komponente im Signal auf. Es ist jedoch ersichtlich, dass das geforderte Ausgangssignal erzeugt werden kann. Die Spannung des neutralen Punktes oszilliert um $u_{NP} = 0$ und besitzt geringe Anteile der Grundfrequenz bzw. der dritten Harmonischen sowie schaltfrequente Anteile. Anhand des Signals ist ersichtlich, dass im Bereich des Strommaximums in der Phase v vermehrt der Brückenzweig u geschaltet wird, wodurch die NP-Spannung in diesem Bereich ein anderes Verhalten aufweist.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

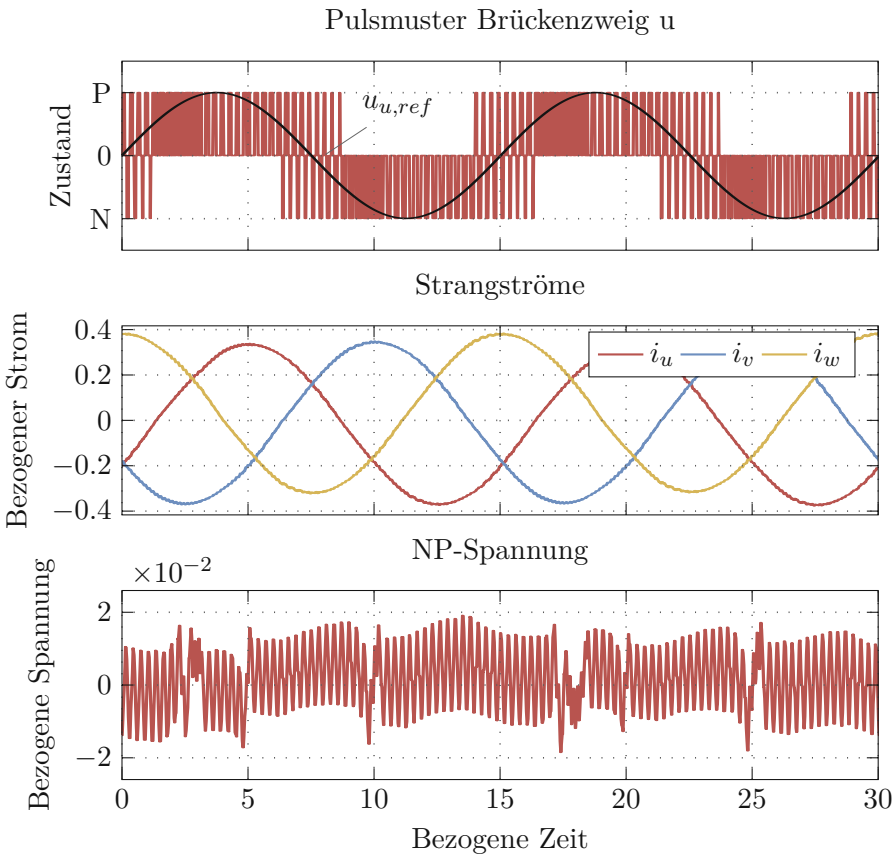


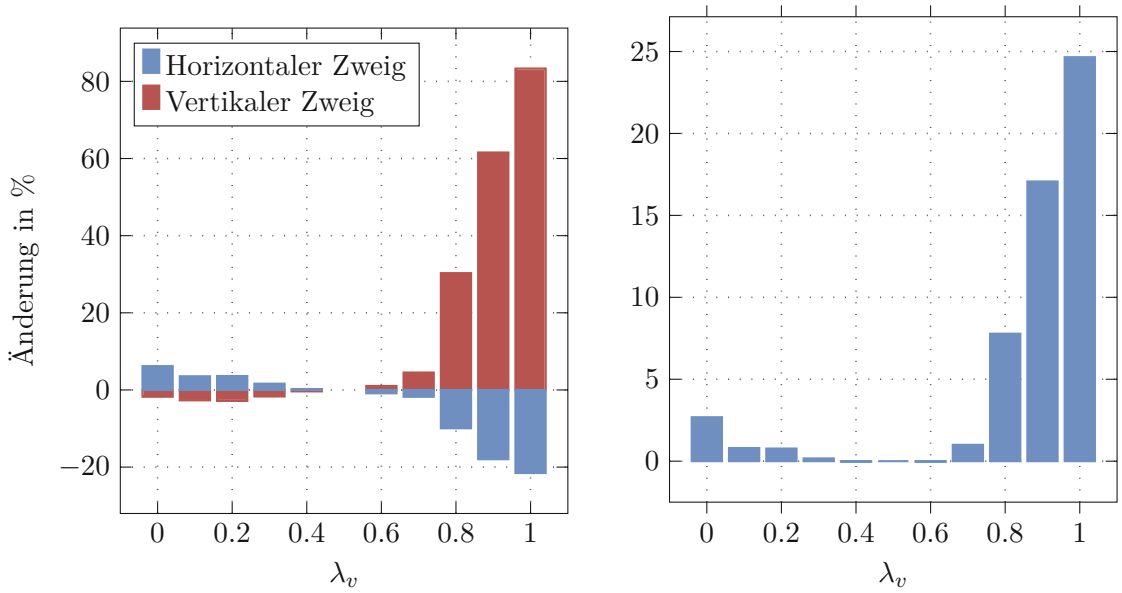
Abbildung 4.6: Verhalten im stationären Zustand bei $\lambda_c = 2$ und $\lambda_v = 0.5$.

4.2.2 Verschiebung von Verlusten

Im vorherigen Abschnitt wurde gezeigt, dass die FCS-SVM der klassischen Raumzeigemodulation hinsichtlich Verluste und NP-Rippel im betrachteten Arbeitspunkt überlegen ist. In diesem Abschnitt sollen nun durch eine Variation von λ_v die Verluste zwischen dem horizontalen und dem vertikalen Zweig verschoben werden. Der betrachtete Arbeitspunkt liegt wieder bei $n = 0.393$ und $m = 0.321$. Die Veränderung der Verluste durch Variation von λ_v ist in Abbildung 4.7 dargestellt. Hierbei stellt Abbildung 4.7a die relative Änderung der horizontalen- und vertikalen Verluste, bezogen auf den optimalen Wert bei $\lambda_v = 0.5$, dar. Abbildung 4.7b zeigt den Verlauf der gesamten Verluste bezogen auf die Minimalverluste bei $\lambda_v = 0.5$. Anhand Abbildung 4.7a ist ersichtlich, dass der Parameter λ_v tatsächlich eine Verschiebung der Verluste zwischen dem horizontalen und vertikalen Zweig ermöglicht. Für $\lambda_v < 0.5$ werden die Verluste im vertikalen Zweig reduziert, während die Verluste im horizontalen Zweig steigen. Es ist aber auch erkennbar, dass eine Reduktion über $\lambda_v = 0.2$ keine nennenswerte Verlustreduktion bringt und sich das Verhalten für $\lambda_v = 0$ sogar gegenüber den vorherigen Werten verschlechtert. Dies liegt daran, dass eine Vermeidung von Verlusten im vertikalen Zweig deutlich schwieriger umzusetzen ist, da die Schalter dieses Zweiges zur Spannungserzeugung immer benötigt werden.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Anders sieht es bei einer Vergrößerung von λ_v über 0.5 hinaus aus. Damit lässt sich eine zunehmende Reduktion der Verluste im horizontalen Zweig erzielen. Die Reduktion beträgt etwa 0.87 % für $\lambda_v = 0.6$ und erreicht mit 21.54 % bei $\lambda_v = 1$ ihr Maximum. Somit ist es möglich, die Verluste des horizontalen Zweiges deutlich zu reduzieren. Die Abweichung vom idealen Betriebspunkt führt aber zu einer näherungsweise quadratischen Vergrößerung der Gesamtverluste mit einem Maximum von etwa 24.65 % bei $\lambda_v = 1$. Eine Erhöhung von λ_v über 0.8 scheint daher aus Effizienzgründen nicht sinnvoll. Bei $\lambda_v = 0.8$ kann immerhin noch eine Reduktion der horizontalen Verluste um 9.93 % bei einer Erhöhung der Gesamtverluste von 7.78 % erzielt werden.



(a) Verlustaufteilung (b) Gesamtverluste

Abbildung 4.7: Verhalten bei Änderung von λ_v.

Um die Auswirkungen einer Veränderung von λ_v weiter zu analysieren, ist in Abbildung 4.8 der stationäre Zustand bei $\lambda_v = 1$ dargestellt. Der Brückenzweig wechselt nun deutlich häufiger direkt zwischen dem `P`-Zustand und `N`-Zustand, wodurch Schalt- und Durchlassverluste im vertikalen Zweig vermieden werden. Dieses Verhalten bedingt auch die wesentlich höheren Verluste, da ein direktes Umschalten zwischen `P` und `N` aufgrund der hohen Spannungsänderung sehr verlustbehaftet ist. Die Strangströme können aber auch in diesem Betriebszustand mit einer hohen Güte erzeugt werden. Betrachtet man die NP-Spannung, so kommt es zu einer leichten Erhöhung des Rippels sowie zu ausgeprägteren Spannungsspitzen. Das Verfahren ist aber weiterhin in der Lage den neutralen Punkt im Mittel bei $u_{NP} = 0$ zu halten.

In diesem Kapitel konnte somit gezeigt werden, dass die FCS-SVM in der Lage ist die geforderte Referenzspannung zu erzeugen und somit den Strom einzustellen. Durch Verwendung des Invertermodells zur Prädiktion der Verluste sowie der Spannung des neutralen Punktes, kann auch das sekundäre Regelziel des NP-Balancing mit einer guten Genauigkeit erfüllt werden. Darüber hinaus ist die FCS-SVM der konventionellen Raum-

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

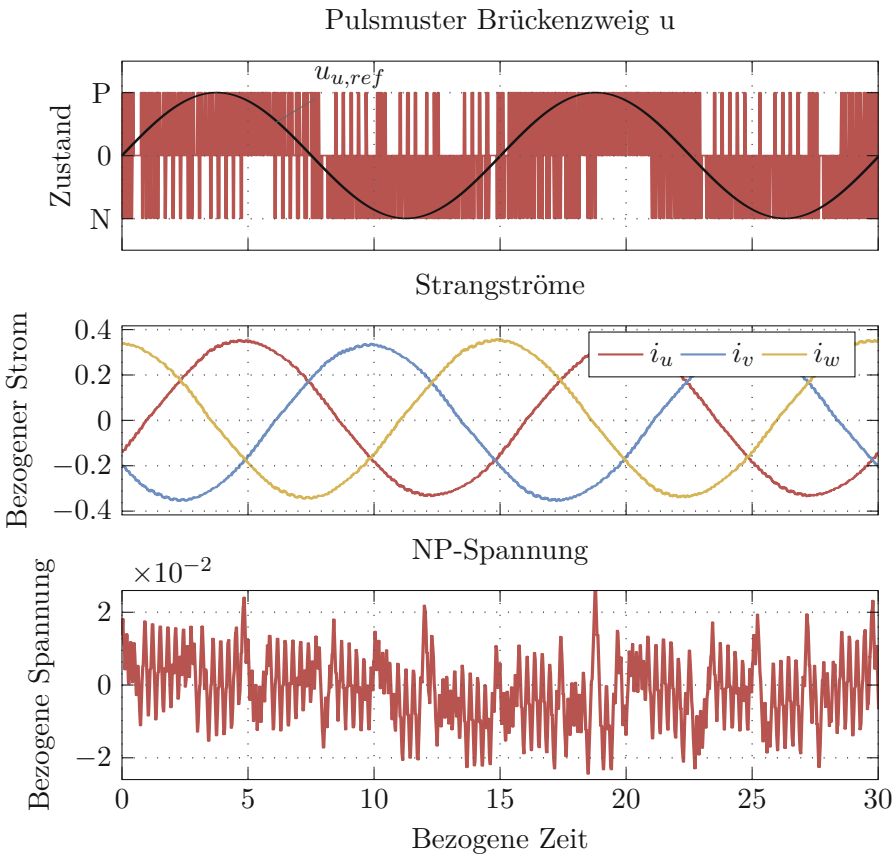


Abbildung 4.8: Verhalten im stationären Zustand bei $\lambda_c = 2$ und $\lambda_v = 1$.

zeigermodulation hinsichtlich NP-Rippel sowie der stationären Verluste überlegen und ermöglicht es Verluste zwischen dem horizontalen und vertikalen Zweig zu verschieben. Insbesondere eine Reduktion der Verluste im horizontalen Zweig ist hierbei gut umsetzbar, wird aber durch eine Erhöhung der Gesamtverluste erkauft.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

5 Dynamische Stromregelung

Die dynamische Stromregelung der EESM dient dem Zweck, die optimalen Ströme mit der erforderlichen Dynamik einzustellen und somit das benötigte Drehmoment zu erzeugen. Wie in Abschnitt 1.2.1 beschrieben, nutzen die meisten Ansätze in der Literatur dafür PI-Regler mit entsprechenden Erweiterungen, um die Nichtlinearität sowie die MIMO Charakteristik des Systems zu beherrschen.

Wie in Abschnitt 2.2 erläutert, handelt es sich bei der EESM um ein nichtlineares MIMO System mit affinem Eingang. Die MIMO Eigenschaft wird hierbei durch zwei Effekte bedingt, welche in der Folge als statische und dynamische Kopplung bezeichnet werden. Die statische Kopplung tritt z. B. auch bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen auf und entsteht durch die Schiefsymmetrie der Matrix der Winkelgeschwindigkeiten $\mathbf{\Omega}_{el}$. Ist die Drehzahl der Maschine bekannt, so kann diese Kopplung aber relativ einfach vorgesteuert und somit unterdrückt werden. Die resultierende elektrische Dynamik in der neuen Eingangsspannung $\bar{\mathbf{u}}$ lautet dann

$$\bar{\mathbf{u}} = \mathbf{u} - \mathbf{\Omega}_{el}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i}) = \mathbf{R}\mathbf{i} + \mathbf{L}'(\mathbf{i})\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{i}\ . \tag{5.1}$$

mit $\bar{\mathbf{u}} = [\bar{u}_d \quad \bar{u}_q \quad u_f]^{\mathrm{T}}$. Doch selbst nach dieser Vorsteuerung bleibt bei der EESM noch die dynamische Kopplung der d-Achse und des Rotorfeldes bestehen. Zur besseren Veranschaulichung ist das elektrische Ersatzschaltbild dieser Achsen in Abbildung 5.1 dargestellt. Die dazugehörigen Spannungsgleichungen lauten

$$\bar{u}_d = R_s i_d + l_d(i_d, i_f)\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_d + l_{df}(i_d, i_f)\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_f \tag{5.2a}$$

$$u_f = R_f i_f + \frac{3}{2}l_{df}(i_d, i_f)\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_d + l_f(i_d, i_f)\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_f \tag{5.2b}$$

wobei die Entkopplung aus (5.1) bereits mit berücksichtigt wurde. Anhand Abbildung 5.1 ist ersichtlich, dass aufgrund der gemeinsamen magnetischen Achse eine Transformatorstruktur vorliegt. Entsprechend schnelle Änderungen der Ströme in einer Achse führen

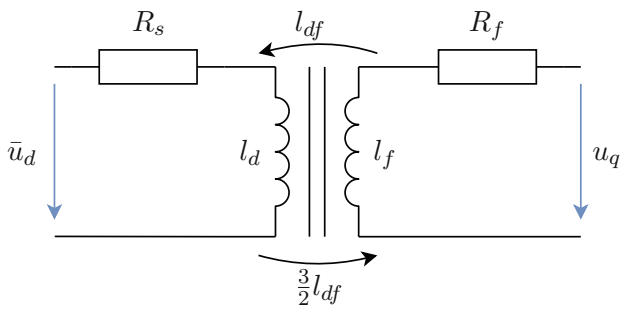


Abbildung 5.1: Elektrisches Ersatzschaltbild der d-Achse und des Rotorkreises.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

daher zu einer Induktionsspannung in der anderen Achse. Wie in [21] gezeigt, verursacht diese Kopplung Störungen, welche aber durch hinreichend schnellen SISO-PI Regler teilweise unterdrückt werden können. Moderne Ansätze wie [18, 39, 40] setzen auf eine Kompensation dieser Kopplung durch eine entsprechende Vorsteuerung, um das dynamische Verhalten zu verbessern.

All diese Ansätze haben aber weiterhin mit der langsamen Rotorstromdynamik zu kämpfen. Durch die hohe Rotorinduktivität ist ein schneller Aufbau von i_f und somit des Drehmoments nämlich kaum möglich. In diesem Kapitel wird daher ein modellprädikativer Regler vorgestellt, welcher nicht nur die dynamische Kopplung berücksichtigt, sondern auch direkt als Drehmomentregler arbeitet und somit die Drehmomentdynamik wesentlich verbessern kann.

5.1 Modellprädikative Regelung

Modellprädikative Regelstrategien, im englischen auch als *model predictive control* (MPC) bezeichnet, nutzen ein mathematische Modell, um das Systemverhalten in die Zukunft zu prädizieren. Hierbei wird das Eingangssignal so gewählt, dass das prädizierte Systemverhalten im Sinne einer Kostenfunktion optimal wird und alle Beschränkungen eingehalten werden. Diesem Verfahren wohnt insofern ein intuitives Handlungsmuster inne, als das die Auswirkungen einer gewählten Stellgröße auf das zukünftige Systemverhalten systematisch berücksichtigt werden [65].

Für die Regelung der EESM ist dieser Ansatz nun besonders vorteilhaft. Da die EESM zwar eine schnelle Stator-, aber eine langsame Rotordynamik aufweist, ist eine hochdynamische Drehmomenteinprägung bei diesem Maschinentyp nicht so einfach möglich wie z. B. bei einer permanentmagneterregten Synchronmaschine. Wird eine schnelle Drehmomentänderung gefordert, dann wird die Dynamik im Wesentlichen durch die hohe Rotorinduktivität bestimmt. Dies führt nun dazu, dass bei klassischen Regelstrategien eine verlustbehaftete Rotorstromreserve oder eine hohe dynamische Spannungsreserve vorgehalten werden muss [21, 38].

Da eine modellprädikative Regelung nun Kenntnis über das Systemmodell besitzt, kann die Rotorstromdynamik durch gezielte Ausnutzung der Achsenkopplung verbessert werden. Zudem ist es möglich, der MPC direkt das Sollmoment zu übergeben und somit eine Drehmomentregelung umzusetzen. Hierdurch wird direkt das eigentliche Regelziel der feldorientierten Regelung, nämlich die Drehmomenteinprägung, verfolgt. In diesem Abschnitt wird eine modellprädikative Regelstrategie vorgestellt, welche neben den optimalen Strömen $\mathbf{i}^*$ auch das geforderte Drehmoment m_d berücksichtigt und somit eine wesentlich bessere Drehmomentdynamik als vergleichbare Regelstrategien erzielen kann. Der Regelkreis ist in Abbildung 5.2 dargestellt und weist nach wie vor die modulare Struktur der feldorientierten Regelung auf. Es gibt also weiterhin einen Block zur Bestimmung der optimalen Stromkomponenten sowie den Modulator. Die MPC nimmt den Platz des Stromreglers ein, erhält aber im Gegensatz zur klassischen feldorientierten Regelung in Abbildung 1.4 nun auch eine Information über das geforderte Drehmoment.

Zu Beginn dieses Abschnittes wird kurz auf das mathematische Grundkonzept der MPC eingegangen, anschließend erfolgt die Beschreibung der Kostenfunktion und des

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

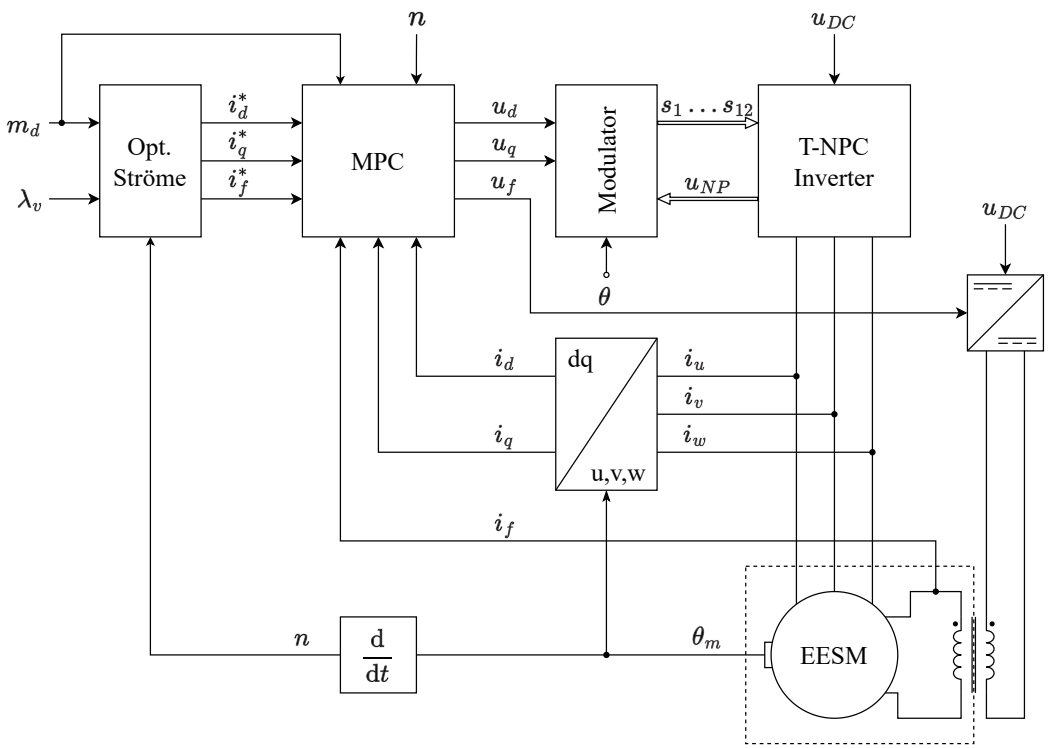


Abbildung 5.2: Feldorientierte Regelung mit modellprädikativem Stromregler.

verwendeten Modells sowie der konkreten Umsetzung der Regelstrategie.

5.1.1 Terminologie und grundlegende Idee

Die grundlegende Funktion der MPC wird auf Basis von Abbildung 5.3 erläutert. Hierbei sei $F(x_k, u_k)$ ein zeitinvariantes und zeitdiskretes bzw. diskretisierte System mit einem skalaren Zustand x, einen Eingang u und der Dynamik

$$x_{k+1} = F(x_k, u_k) \ , \qquad x_0 = x(t_0) \ . \tag{5.3}$$

Zu einem gegebenen Zeitindex k wird der Systemzustand x_k erfasst und als Anfangszustand des Optimalsteuerungsproblems

$$\mathbf{u}_n^*, \mathbf{x}_n^* = \underset{\substack{\tilde{\mathbf{u}}_n \in \mathbb{R}^N, \\ \tilde{\mathbf{x}}_n \in \mathbb{R}^N}}{\arg\min} \quad J_N(k, x_k, \tilde{\mathbf{u}}_n) \tag{5.4a}$$

$$\text{u.B.v.} \qquad \tilde{x}_{n+1} = F(\tilde{x}_n, \tilde{u}_n) \ , \qquad \tilde{x}_0 = x_k \tag{5.4b}$$

$$\tilde{x}_n \in \mathcal{X} \ , \qquad \forall \ n = 1, 2, \dots, N \tag{5.4c}$$

$$\tilde{u}_n \in \mathcal{U} \ , \qquad \forall \ n = 0, 1, \dots, N-1 \tag{5.4d}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

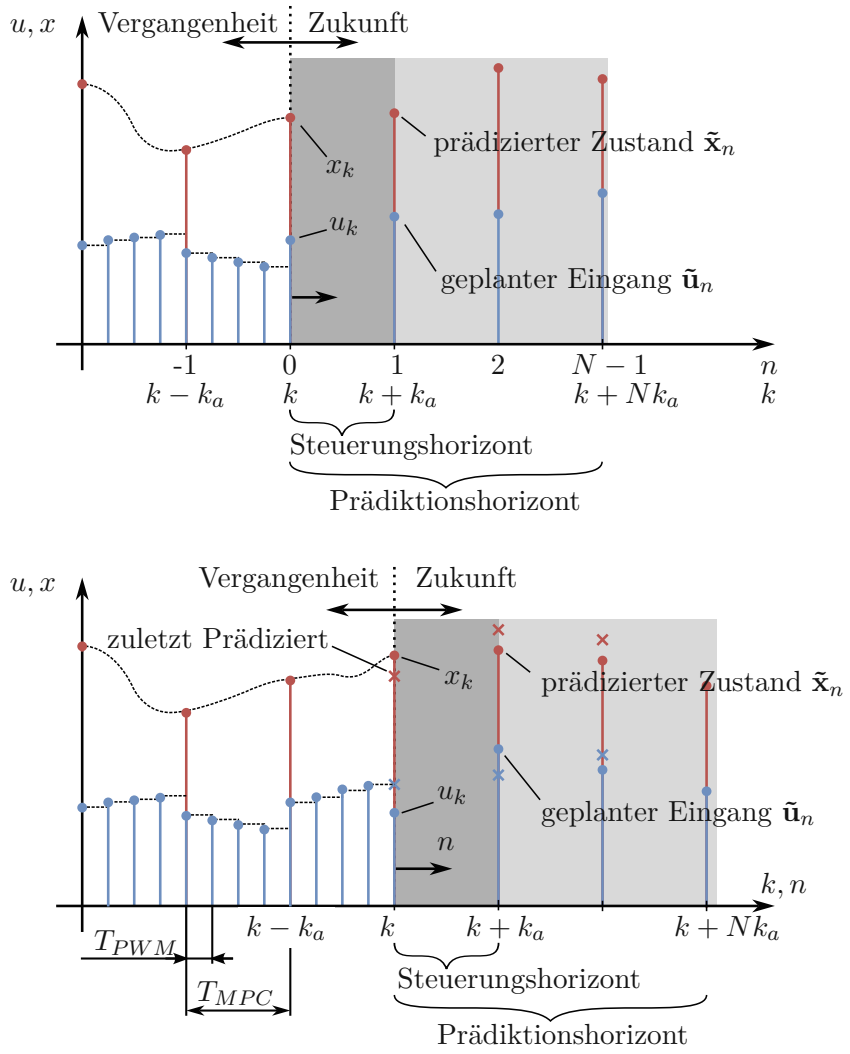


Abbildung 5.3: Grundkonzept der modellprädikativen Regelung [66].

verwendet. In (5.4a) ist das skalare Gütemaß dargestellt, welches die Kosten bei Verwendung des Eingangssignals $\tilde{\mathbf{u}}_n^{\mathrm{T}} = [\tilde{u}_0 \quad \tilde{u}_1 \quad \dots \quad \tilde{u}_{N-1}]$ darstellt. Ziel der MPC ist es nun jene Lösung zu finden, welche (5.4a) minimiert und somit eine (lokal) optimale Lösung darstellt. Durch (5.4b) wird hierbei das Systemverhalten in die Zukunft prädiziert und erzwungen, dass die Lösung auch eine physikalisch mögliche Trajektorie darstellt. Dabei sind in (5.4c) zusätzlich die Beschränkungen der Zustände sowie in (5.4d) jene der Eingänge zu berücksichtigten.

Das Optimierungsproblem (5.4) stellt hierbei bereits einen speziellen Fall eines Optimalsteuerungsproblems dar, in welchem durch die Diskretisierung des Systems keine kontinuierliche Funktion $u(t)^*$, sondern nur noch eine Folge an Eingangsgrößen bestimmt werden muss. Somit entspricht (5.4) einem beschränkten, statischen Optimierungsproblem,

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

welches z. B. mit den in [67] beschriebenen Methoden gelöst werden kann. Des Weiteren wurde in (5.4) zur besseren Veranschaulichung eine Darstellung gewählt, in welcher die Systemdynamik in (5.4b) explizit als Gleichungsnebenbedingung auftritt. Diese Art der Diskretisierung wird als Volldiskretisierung bezeichnet und führt auf eine vergleichsweise hochdimensionale Optimierungsaufgabe, da auch die Zustände als Optimierungsvariablen auftreten. Zur praktischen Umsetzung der MPC wird in dieser Arbeit das in Abschnitt 5.1.6 beschriebene Verfahren der unterlagerten Zeitintegration verwendet, in welchem (5.4b) nicht als Nebenbedingung vorkommt, sondern explizit ausgewertet wird.

Wie anhand der Formulierung ersichtlich und in Abbildung 5.3 dargestellt, wird dieses Problem nicht in der globalen Zeitachse k sondern der lokalen Zeitachse n gelöst. Diese beginnt zum aktuellen Zeitindex k mit $n = 0$ und läuft bis zum Ende des Prädiktionshorizontes der Länge N. Die globale Zeitachse wird mit der PWM-Frequenz diskretisiert. Die Abtastzeit der lokalen Zeitachse T_{MPC} ist ein beliebiges Vielfaches von T_{PWM} und ermöglicht somit längere Rechenzeiten zur Lösung des Optimierungsproblems. Für das Weitere wird hierzu der Faktor

$$k_a = \frac{T_{MPC}}{T_{PWM}} \tag{5.5}$$

mit $k_a \in \mathbb{N}$ definiert. Für $T_{MPC} \neq T_{PWM}$ ist dann eine Funktion

$$u_{k+l} = \mathbf{U}(l, u^*_{k,MPC}) \ , \qquad \forall\, l = 1, 2, \ldots, k_a - 1 \tag{5.6}$$

notwendig um die Lösung der MPC an die PWM-Frequenz anzupassen. Hierbei ist $u^*_{k,MPC}$ die Lösung der MPC zum Zeitindex k. Für den konkreten Fall der EESM erfolgt die Bestimmung dieser Funktion in Abschnitt 5.1.7.

Die Optimalsteuerungsaufgabe wird wie bereits erwähnt auf dem gesamten Intervall N gelöst. Dieses Intervall wird Prädiktionshorizont genannt und beschreibt die Länge der Prädiktion in die Zukunft. Lange Prädiktionshorizonte sind daher in der Regel hinsichtlich Stabilität und Qualität der Lösung wünschenswert, erhöhen aber bei gleichbleibender Abtastzeit die Dimension des Optimierungsproblems. In der Praxis muss daher ein Kompromiss zwischen Horizontlänge und Rechenzeit gefunden werden [53].

Die optimale Lösung wird zudem nicht auf der gesamten Länge N aufgeschaltet, sondern nur für die Dauer des sogenannten Steuerungshorizontes. Dieser besitzt die Länge von Eins in der lokalen Zeitachse bzw. T_{MPC} im zeitkontinuierlichen und ist jenes Intervall, in welchem das System ausschließlich gesteuert betrieben wird. Es erfolgt also in diesem Intervall aus Sicht der MPC keine Messung des Zustandes und entsprechend auch keine Anpassung der Stellgröße bei Störungen oder Abweichungen vom Sollwert. In der Praxis ist daher zum nächstfolgenden Abtastzeitpunkt eine Abweichung zwischen dem vorhergesagten und dem gemessenen Zustand zu erwarten. Um diesen Fehler klein zu halten, sind kurze Steuerungshorizonte wünschenswert, denn am Ende des Steuerungshorizontes wird ein neuer Messwert aufgenommen und das Optimalsteuerungsproblem (5.4) erneut gelöst [53, 65]. Die Länge des Steuerungshorizontes ist aber durch die benötigte Rechenzeit zur Lösung der Optimalsteuerungsaufgabe nach unten beschränkt. Auch hier gilt es also einen Kompromiss zwischen Rechenzeit und Horizontlänge zu finden.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

5.1.2 MPC Regelgesetz für die EESM

Basierend auf den Überlegungen aus den vorherigen Abschnitten, ergibt sich das Optimalsteuerungsproblem für die MPC der EESM zu

$$\mathbf{z}^* = \underset{\tilde{\mathbf{z}}\in\mathbb{R}^{6N}}{\arg\min} \quad \sum_{n=1}^{N}\left(\lambda_m\Big(m(\tilde{\mathbf{i}}_n) - m_{d,n}\Big)^2 + \left\|\tilde{\mathbf{i}}_n - \mathbf{i}_n^*\right\|_{\mathbf{\Lambda}_i}^2\right) + \sum_{n=0}^{N-1}\left\|\tilde{\mathbf{u}}_n - \tilde{\mathbf{u}}_{n-1}\right\|_{\mathbf{\Lambda}_u}^2 \tag{5.7a}$$

$$\text{u.B.v.} \qquad \tilde{\mathbf{i}}_{n+1} = \mathbf{F}\Big(\tilde{\mathbf{i}}_n, \tilde{\mathbf{u}}_n\Big)\ , \qquad \tilde{\mathbf{i}}_0 = \mathbf{i}_k \tag{5.7b}$$

$$\tilde{\mathbf{i}}_n \in \mathcal{X}_i\ , \qquad \forall\ n = 1, 2, \ldots, N \tag{5.7c}$$

$$\tilde{\mathbf{u}}_n \in \mathcal{U}\ , \qquad \forall\ n = 0, 1, \ldots, N-1 \tag{5.7d}$$

wobei die Ströme und Spannungen zum Vektor

$$\mathbf{z}^{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix}\mathbf{u}_0^{\mathrm{T}} & \mathbf{i}_1^{\mathrm{T}} & \mathbf{u}_1^{\mathrm{T}} & \mathbf{i}_2^{\mathrm{T}} & \ldots & \mathbf{u}_{N-1}^{\mathrm{T}} & \mathbf{i}_N^{\mathrm{T}}\end{bmatrix} \tag{5.8}$$

assembliert werden und $\tilde{\mathbf{u}}_{-1}$ die vorangegangene Ausgangsspannung der MPC ist. Die Kostenfunktion (5.7a) besteht dabei aus drei gewichteten Termen. Der erste Ausdruck

$$\lambda_m\Big(m(\tilde{\mathbf{i}}_n) - m_{d,n}\Big)^2 \tag{5.9}$$

beschreibt die Abweichung des prädizierten Drehmoments $m(\tilde{\mathbf{i}}_n)$ vom geforderten Drehmoment $m_{d,n}$ zum lokalen Zeitindex n. Dieser Term ermöglicht es der MPC, abhängig von den Gewichtungsfaktoren, das Sollmoment direkt einzustellen und die Stromreferenz $\mathbf{i}_n^*$ bei einer großen Drehmomentabweichung zu ignorieren. Da aber in der Kostenfunktion der MPC keine Verluste berücksichtigt werden, ist davon auszugehen, dass diese Art der Drehmomenteinprägung zwar hochdynamisch, aber dafür sehr verlustbehaftet sein wird. Aus diesem Grund werden im zweiten Teil der Kostenfunktion

$$\left\|\tilde{\mathbf{i}}_n - \mathbf{i}_n^*\right\|_{\mathbf{\Lambda}_i}^2 \tag{5.10}$$

die verlustoptimalen Ströme aus der statischen Optimierung in Kapitel 3 übergeben. Diese gewichtete Norm führt nun dazu, dass in der Nähe des geforderten Drehmoments das Einstellen der verlustoptimalen Sollströme von der MPC priorisiert wird. Der letzte Ausdruck

$$\|\tilde{\mathbf{u}}_n - \tilde{\mathbf{u}}_{n-1}\|_{\mathbf{\Lambda}_u}^2 \tag{5.11}$$

bestraft eine schnelle Änderung der Eingangsspannungen und verhindert somit ein Bang-Bang verhalten der Regelung. Die Gewichtungsfaktoren in der Kostenfunktion sind $\lambda_m \in \mathbb{R}_0^+$ sowie die positiv definiten Diagonalmatrizen

$$\mathbf{\Lambda}_i = \mathrm{diag}(\lambda_{i_d}, \lambda_{i_q}, \lambda_{i_f}) \in \mathbb{R}^{3\times 3} \quad \text{und} \quad \mathbf{\Lambda}_u = \mathrm{diag}(\lambda_{u_d}, \lambda_{u_q}, \lambda_{u_f}) \in \mathbb{R}^{3\times 3}\ . \tag{5.12}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Für ein gegebenes $\mathbf{\Lambda}_u$ ist durch verschiedene Gewichtung von λ_m und den Einträgen in $\mathbf{\Lambda}_i$ eine Einstellung zwischen der Stromregelung und der Drehmomentregelung möglich. Für $\lambda_m \gg \text{spur}(\mathbf{\Lambda}_i)$ verbessert sich die Drehmomentdynamik des Systems auf Kosten der Effizienz, da die MPC insbesondere die langsame Rotorstromdynamik durch deutlich erhöhte q-Ströme oder durch eine verlustbehaftete Nutzung des Reluktanzmoments kompensiert. Für $\lambda_m \ll \text{spur}(\mathbf{\Lambda}_i)$ wird die Stromregelung priorisiert und der geforderte Strom $\mathbf{i}^*$ bestmöglich eingestellt. In $\mathbf{\Lambda}_i$ ergeben sich durch Veränderung der Einträge $\lambda_{i_d}, \lambda_{i_q}$ und λ_{i_f} verschiedene Möglichkeiten, die Stromdynamik einzustellen, so kann z. B. dem schnellen Einstellen des Rotorstromes gegenüber dem Tracking des d-Stromes Priorität eingeräumt werden.

5.1.3 Modell und Beschränkungen

Die Auswahl und Implementierung des elektrischen Modells der EESM hat einen wesentlichen Einfluss auf die Qualität der Lösung sowie der Rechenzeit der MPC. Daher wird in diesem Abschnitt die Art der Entkopplung sowie die Abtastzeit der MPC bestimmt.

Im ersten Schritt gilt es festzulegen, ob eine Vorsteuerung des Terms $\mathbf{\Omega}_{el}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i})$, wie in der feldorientierten Regelung üblich, auch bei Nutzung der MPC sinnvoll ist. Dafür wird das elektrische Modell der EESM aus (2.22) an verschieden Arbeitspunkten linearisiert und die Eigenwerte betrachtet. Die Ergebnisse sind in dem Pol-Nullstellen-Diagramm in Abbildung 5.4a dargestellt. Wie anhand der Abbildung ersichtlich, sind die Ruhelagen des Systems im gesamten Betriebsbereich stabil. Allerdings kommt es bei steigender Drehzahl zunehmend zu einer Verschiebung der Polstellen entlang der imaginären Achse, wodurch das System schlechter gedämpft wird und schnellere Anstiegszeiten aufweist. Dieses Verhalten ist keine spezielle Eigenschaft der nichtlinearen EESM, sondern kann auch bereits beim linearen Modell (2.12) beobachtet werden. Wird der Term $\mathbf{\Omega}_{el}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i})$ vorgesteuert, so ergibt sich der in Abbildung 5.4b dargestellte Verlauf der Polstellen. Man sieht, dass das System nach wie vor stabil ist, nun aber ausschließlich reelle Polstellen vorkommen, welche alle im Bereich zwischen ca. $-6\,\text{rad/s}$ und $-480\,\text{rad/s}$ liegen.

Die Abhängigkeit der Eigenwerte von der Drehzahl beim vollständigen Modell führt zu einer starken Änderung der Anstiegszeiten über den betrachteten Betriebsbereich. Gemäß [68] kann die Sprungantwort des Gesamtsystems als Summe der Sprungantworten von PT1 und PT2 Gliedern verstanden werden, wobei die realen Polstellen die Anstiegszeiten der PT1 und die konjugiert komplexen Polstellen jene der PT2 Glieder beschreiben. Wird der Realteil der Polstellen mit α bezeichnet und der Imaginärteil mit β, so ergibt sich beim PT2 System durch Koeffizientenvergleich des Nennerpolynoms mit

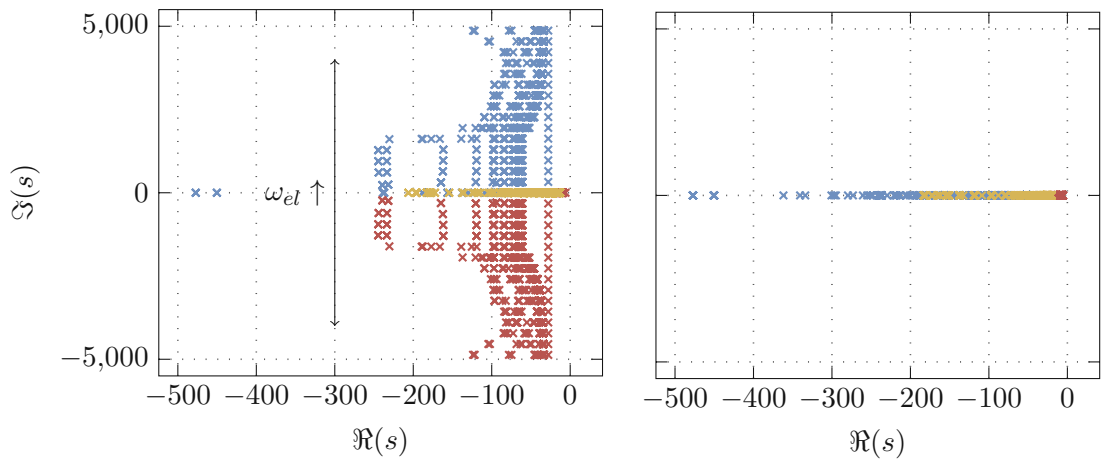
$$(\alpha + j\beta)(\alpha - j\beta) = s^2 + 2s\frac{\xi}{T} + \frac{1}{T^2} \tag{5.13}$$

die Dämpfungkonstante ξ und die Zeitkonstante T zu

$$T = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} \tag{5.14a}$$

$$\xi = -\alpha T\ . \tag{5.14b}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN



(a) Vollständiges Modell (b) Entkoppeltes Modell

Abbildung 5.4: Eigenwerte der EESM an ausgewählten stationären Arbeitspunkten.

Damit ergibt sich die Anstiegszeit zu

$$t_r = -\frac{1}{\alpha} \tag{5.15}$$

für PT1 Systeme und

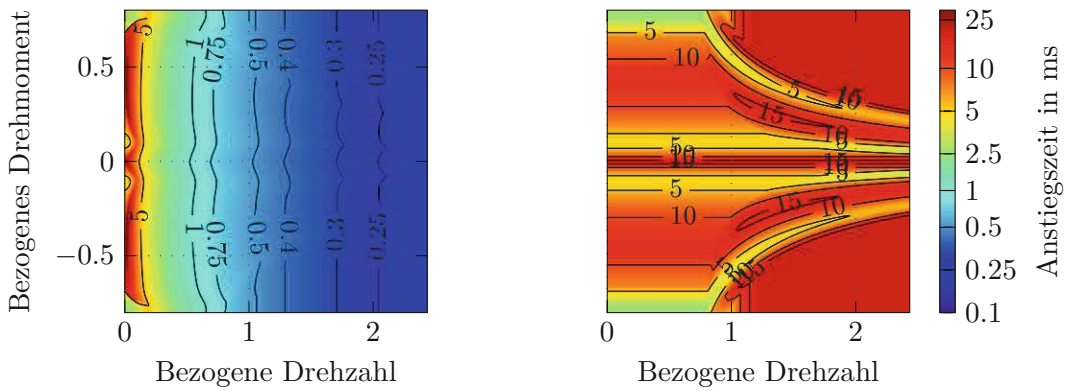
$$t_r = T \exp\left(\frac{\arccos(\xi)}{\tan(\arccos(\xi))}\right) \tag{5.16}$$

für PT2 Systeme. Wird nun die schnellste Dynamik für jede Ruhelage mit $\min(t_r)$ bestimmt, dann ergeben sich die in Abbildung 5.5 dargestellten Verhältnisse. Wie zu erwarten, sind die meisten Anstiegszeiten für das vollständige System deutlich geringer als die des entkoppelten Systems. Bei der schnellsten Anstiegszeit beträgt der Unterschied sogar nahezu eine Dekade. Für das vollständige Modell beträgt die schnellste Dynamik etwa 207 µs, während die des entkoppelten Systems bei etwa 2 ms liegt. Eine Umsetzung der MPC mit dem vollständigen Modell ist daher nicht sinnvoll, da die benötigten Rechenzeiten zur korrekten Erfassung der schnellsten Dynamik maximal im Bereich von 50 µs liegen dürften. Diese Rechenzeiten sind in einem Mikrocontroller auch bei sehr kurzen Horizonten kaum umzusetzen. Daher wird zur Lösung des Optimalsteuerungsproblems das entkoppelte Modell 5.1 herangezogen. Hierbei wird die Abtastzeit T_{MPC} zu 400 µs gewählt, um einen Kompromiss zwischen Rechenzeit und Regelgüte zu erzielen.

Diese Wahl des Modells ermöglicht nun die Formulierung der Nebenbedingungen (5.7c) und (5.7d). Die Stromgrenze in (5.7c) lautet

$$\begin{aligned}\mathcal{X}_i = \Big\{ \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & i_f \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \in \mathbb{R}^3 \,\Big|\, i_d^2 + i_q^2 \leq i_{s,max}^2 \ , \\ 0 \leq i_f \leq i_{f,max} \Big\} \ .\end{aligned} \tag{5.17}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN



(a) Vollständiges Modell. (b) Entkoppeltes Modell.

Abbildung 5.5: Schnellste Anstiegszeiten der EESM.

Die Bedingung $i_d \leq 0$ aus (2.24) wird hierbei fallen gelassen, um die Dynamik nicht einzuschränken. Positive d-Ströme werden gemäß (2.29) behandelt. Für die Spannungen gilt

$$\bar{\mathcal{U}} = \left\{ \begin{bmatrix} \bar{u}_d & \bar{u}_q & u_f \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \in \mathbb{R}^3 \,\middle|\, \underbrace{(\bar{u}_d - \omega_{el}\psi_q)^2}_{u_d^2} + \underbrace{(\bar{u}_q + \omega_{el}\psi_d)^2}_{u_q^2} \leq u_{s,max}^2 \;, \; 0 \leq u_f \leq u_{f,max} \right\} \tag{5.18}$$

wobei die statische Entkopplung bei der Bestimmung der Statorspannungsgrenze mit berücksichtigt wird.

5.1.4 Diskretisierung und Linearisierung

Um die Rechenzeit der MPC zu reduzieren, wird der Regelalgorithmus nicht als vollständig nichtlineare MPC implementiert. Stattdessen wird das nichtlineare Modell (5.1) an jedem Arbeitspunkt linearisiert und anschließend diskretisiert. Dies ermöglicht die Nutzung der *lifted system representation* zur schnellen und effizienten Auswertung der Systemdynamik sowie eine einfache Implementierung der unterlagerten Zeitintegration.

Die Linearisierung erfolgt durch eine Taylorreihenentwicklung des Modells (5.1) am aktuellen Arbeitspunkt. Zur einfacheren Darstellung wird hierfür für das Weitere die allgemeine Form

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{i} = \mathbf{f}(\mathbf{i}, \bar{\mathbf{u}}) \;, \qquad \mathbf{i}(t_0) = \mathbf{i}_0 \tag{5.19}$$

verwendet. Wird dieses System durch eine Taylorreihenentwicklung am aktuellen Arbeitspunkt $\mathbf{i} = \mathbf{i}_k$, $\bar{\mathbf{u}} = \bar{\mathbf{u}}_k$ linearisiert, ergibt sich

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{i} \approx \mathbf{f}(\mathbf{i}_k, \bar{\mathbf{u}}_k) + \frac{\partial}{\partial \mathbf{i}}\mathbf{f}(\mathbf{i}, \bar{\mathbf{u}})\Big|_{\substack{\mathbf{i}=\mathbf{i}_k \\ \bar{\mathbf{u}}=\bar{\mathbf{u}}_k}} (\mathbf{i} - \mathbf{i}_k) + \frac{\partial}{\partial \bar{\mathbf{u}}}\mathbf{f}(\mathbf{i}, \bar{\mathbf{u}})\Big|_{\substack{\mathbf{i}=\mathbf{i}_k \\ \bar{\mathbf{u}}=\bar{\mathbf{u}}_k}} (\bar{\mathbf{u}} - \bar{\mathbf{u}}_k) \ . \tag{5.20}$$

Im Unterschied zur Linearisierung um eine Ruhelage gilt nun nicht mehr $\mathbf{f}(\mathbf{i}_k, \bar{\mathbf{u}}_k) = \mathbf{0}$, weshalb dieser Ausdruck auch nicht aus (5.20) hinausfällt. Mit der abgekürzten Schreibweise

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{i}}\mathbf{f}(\mathbf{i}_k, \bar{\mathbf{u}}_k) = \frac{\partial}{\partial \mathbf{i}}\mathbf{f}(\mathbf{i}, \bar{\mathbf{u}})\Big|_{\substack{\mathbf{i}=\mathbf{i}_k \\ \bar{\mathbf{u}}=\bar{\mathbf{u}}_k}} \quad \text{und} \quad \frac{\partial}{\partial \bar{\mathbf{u}}}\mathbf{f}(\mathbf{i}_k, \bar{\mathbf{u}}_k) = \frac{\partial}{\partial \bar{\mathbf{u}}}\mathbf{f}(\mathbf{i}, \bar{\mathbf{u}})\Big|_{\substack{\mathbf{i}=\mathbf{i}_k \\ \bar{\mathbf{u}}=\bar{\mathbf{u}}_k}} \tag{5.21}$$

ergibt sich das linearisierte Systemmodell zu

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{i} \approx \underbrace{\frac{\partial}{\partial \mathbf{i}}\mathbf{f}(\mathbf{i}_k, \bar{\mathbf{u}}_k)}_{\mathbf{A}_k}\mathbf{i} + \underbrace{\frac{\partial}{\partial \mathbf{u}}\mathbf{f}(\mathbf{i}_k, \bar{\mathbf{u}}_k)}_{\mathbf{B}_k}\bar{\mathbf{u}} + \mathbf{e}_k \tag{5.22}$$

mit der Konstante

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{f}(\mathbf{i}_k, \bar{\mathbf{u}}_k) - \mathbf{A}_k\mathbf{i}_k - \mathbf{B}_k\bar{\mathbf{u}}_k \ . \tag{5.23}$$

Im Zuge der Entwicklung hat sich hierbei herausgestellt, dass die Berücksichtigung der Ableitungen der Induktivitäten nach den Strömen $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\mathbf{i}}\mathbf{L}'(\mathbf{i}_k)$ bei der Linearisierung eine gute Approximation des nichtlinearen Modells im niedrigen Drehzahlbereich ermöglicht. Bei höheren Drehzahlen wird die Schätzung der Ströme aber zunehmend schlechter, da die Spannung $\mathbf{u} = \bar{\mathbf{u}} + \boldsymbol{\Omega}_{el}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i})$ immer mehr vom vorgesteuerten Term $\boldsymbol{\Omega}_{el}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i})$ dominiert wird. Kommt es durch die finite Abtastzeit zu einer Abweichung in $\boldsymbol{\Omega}_{el}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i})$, dann ist keine ideale Entkopplung mehr möglich und es kommt zu einer Diskrepanz zwischen dem erwarteten $\bar{\mathbf{u}}$ in der MPC und dem tatsächlichen $\bar{\mathbf{u}}$ an der Maschine. Da $\bar{\mathbf{u}}$ nun über den Ausdruck $\mathbf{L}'(\mathbf{i})^{-1}\bar{\mathbf{u}}$ in (2.22) die Dynamikmatrix $\mathbf{A}$ beeinflusst, führt eine Abweichung von $\bar{\mathbf{u}}$ bei hohen Drehzahlen zu einem unzulässig großen Modellfehler. Bei der Auswertung von (5.22) wird daher $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\mathbf{i}}\mathbf{L}'(\mathbf{i}_k) = \mathbf{0}$ gesetzt, wodurch der Einfluss von $\bar{\mathbf{u}}$ auf $\mathbf{A}$ eliminiert wird. Dies führt zu einer geringfügigen Vergrößerung des Modellfehlers bei niedrigen Drehzahlen, erhöht aber die Robustheit der Regelung im gesamten Betriebsbereich und verbessert das Modell bei höheren Drehzahlen.
Dieses System muss nun zur Lösung der Optimierungsaufgabe (5.7) diskretisiert werden. Hierfür wird für den Zustand eine implizite und für den Eingang eine explizite Euler-Diskretisierung gewählt. Für das System (5.22) ergibt sich die Differenzengleichung damit zu

$$\mathbf{i}_{n+1} = \mathbf{i}_n + T_a(\mathbf{A}_k\mathbf{i}_{n+1} + \mathbf{B}_k\bar{\mathbf{u}}_n + \mathbf{e}_k) \tag{5.24}$$

mit der allgemeinen Abtastzeit T_a. Gleichung (5.24) kann aufgrund der zuvor durchgeführten Linearisierung nun direkt analytisch nach $\mathbf{i}_{n+1}$ aufgelöst werden:

$$\mathbf{i}_{n+1} = \underbrace{(\mathbf{E} - T_a\mathbf{A}_k)^{-1}}_{\sim\boldsymbol{\Phi}_k}\mathbf{i}_n + \underbrace{T_a(\mathbf{E} - T_a\mathbf{A}_k)^{-1}\mathbf{B}_k}_{\sim\boldsymbol{\Gamma}_k}\bar{\mathbf{u}}_n + \underbrace{T_a(\mathbf{E} - T_a\mathbf{A}_k)^{-1}\mathbf{e}_k}_{\boldsymbol{\xi}_k} \ . \tag{5.25}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

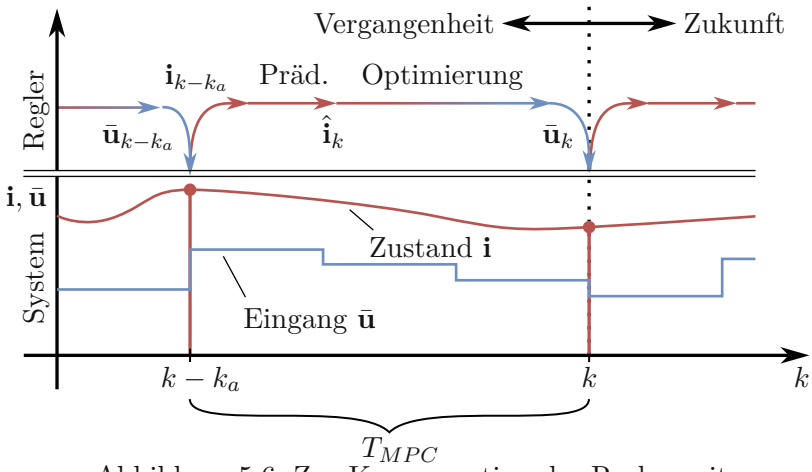


Abbildung 5.6: Zur Kompensation der Rechenzeit.

Der erste Term ist hierbei eine Approximation der Dynamikmatrix $\mathbf{\Phi}_k$ und der zweite Ausdruck stellt eine Approximation der Eingangsmatrix des $\mathbf{\Gamma}_k$ des linearisieren Systems dar.

5.1.5 Berücksichtigung der Rechenzeit

Wie in Abschnitt 5.1.1 erläutert, ist die MPC eine statische Abbildung der Zustände auf die Eingänge. Es wird also angenommen, dass die Lösung der Optimierungsaufgabe (5.7) instantan erfolgt und keine Rechenzeit in Anspruch nimmt. In der praktischen Implementierung ist dies natürlich unmöglich zu erfüllen. Wird die Rechenzeit nicht berücksichtigt, dann kommt es zu einer Zeitverzögerung zwischen der Messung des Zustandes und der Aufschaltung des neuen Eingangssignals. Wie diese Verzögerung nun kompensiert werden kann, ist in Abbildung 5.6 dargestellt. Zum Zeitindex $k - k_a$ wird der Zustand sowie die Spannung erfasst und die Linearisierung und Diskretisierung des Systems vorgenommen. Anschließend wird der Zustand $\hat{\mathbf{i}}_k$ zum Zeitindex k prädiziert. Mit diesen prädizierten Strom als Anfangszustand wird dann das Optimalsteuerungsproblem gelöst. Wenn die Messung, Prädikation und Lösung der Optimalsteuerungsaufgabe innerhalb der Abtastzeit T_{MPC} vorgenommen werden kann, dann ist zum Zeitindex k das neue Eingangssignal $\bar{\mathbf{u}}_k$ verfügbar und kann verzögerungsfrei aufgeschaltet werden. Diese Vorgehensweise hat außerdem den Vorteil, dass die bekannte Spannung $\bar{\mathbf{u}}_{k-k_a}$ zur Linearisierung und Diskretisierung des Systems gemäß Abschnitt 5.1.4 herangezogen werden kann.

5.1.6 Lösung der Optimalsteuerungsaufgabe

Es existiert nun eine Vielzahl an Möglichkeiten, um die Optimalsteuerungsaufgabe (5.7) zu lösen. Der einfachste Ansatz besteht darin, das gegebene Problem mit den nichtlinearen Beschränkungen (5.17) und (5.18) sowie der explizit auftretenden Nebenbedingung (5.7b) mit einem geeigneten Algorithmus für nichtlineare Optimierungsprobleme zu lösen. Um aber die Konvergenzgeschwindigkeit zu verbessern und darüber hinaus sicherzustellen, dass auch bei einem vorzeitigen Abbruch durch Rechenzeitbeschränkungen die Lösung die

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Systemdynamik erfüllt, ist es sinnvoll, eine Abbildung der Form

$$\begin{bmatrix}\hat{\mathbf{i}}_k^{\mathrm{T}} & \bar{\mathbf{u}}_0^{\mathrm{T}} & \bar{\mathbf{u}}_1^{\mathrm{T}} & \dots & \bar{\mathbf{u}}_{N-1}^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \rightarrow \underbrace{\begin{bmatrix}\mathbf{i}_1^{\mathrm{T}} & \mathbf{i}_2^{\mathrm{T}} & \dots & \mathbf{i}_N^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}}_{\mathbf{z}_i} \tag{5.26}$$

zu bestimmen. Der Vektor $\mathbf{z}_i \in \mathbb{R}^{3N}$ ist hierbei der Vektor der prädizierten Zustände. Diese Abbildung ermöglicht es bei Kenntnis des Anfangszustandes sowie der Eingangstrajektorie direkt die Ströme zu bestimmen. Somit ist es möglich die Zustandsgrößen aus dem Optimierungsproblem zu eliminieren und die Optimierungsvariablen reduzieren sich zu

$$\mathbf{z}^{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix}\bar{\mathbf{u}}_0^{\mathrm{T}} & \bar{\mathbf{u}}_1^{\mathrm{T}} & \dots & \bar{\mathbf{u}}_{N-1}^{\mathrm{T}}\end{bmatrix} \tag{5.27}$$

mit $\mathbf{z} \in \mathbb{R}^{3N}$. Dieser Ansatz wird als Teildiskretisierung bezeichnet [69]. Bei (5.25) handelt es sich nun um eine lineare Differenzengleichung. Die Lösung ergibt sich daher direkt zu

$$\mathbf{i}_n = \mathbf{\Phi}_k^n \hat{\mathbf{i}}_k + \sum_{j=0}^{n-1} \mathbf{\Phi}_k^{n-j-1} \mathbf{\Gamma}_k \bar{\mathbf{u}}_j + \mathbf{\Phi}_k^j \boldsymbol{\xi}_k \ . \tag{5.28}$$

Da das Eingangssignal sowie die Zustandstrajektorie in (5.7) eine finite Kardinalität besitzen, kann (5.28) als Matrix formuliert und direkt ausgewertet werden. Diese Darstellung wird als *lifted system representation* bezeichnet und lautet für das gegebene System:

$$\begin{bmatrix}\mathbf{i}_1\\ \mathbf{i}_2\\ \vdots\\ \mathbf{i}_N\end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix}\mathbf{\Phi}_k\\ \mathbf{\Phi}_k^2\\ \vdots\\ \mathbf{\Phi}_k^N\end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_k} \hat{\mathbf{i}}_k + \underbrace{\begin{bmatrix}\mathbf{\Gamma}_k & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0}\\ \mathbf{\Phi}_k\mathbf{\Gamma}_k & \mathbf{\Gamma}_k & \dots & \mathbf{0}\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \mathbf{\Phi}_k^{N-1}\mathbf{\Gamma}_k & \mathbf{\Phi}_k^{N-2}\mathbf{\Gamma}_k & \dots & \mathbf{\Gamma}_k\end{bmatrix}}_{\mathbf{G}_k} \underbrace{\begin{bmatrix}\bar{\mathbf{u}}_0\\ \bar{\mathbf{u}}_1\\ \vdots\\ \bar{\mathbf{u}}_{N-1}\end{bmatrix}}_{\mathbf{z}}$$
$$+ \underbrace{\begin{bmatrix}\mathbf{E} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0}\\ \mathbf{\Phi}_k & \mathbf{E} & \dots & \mathbf{0}\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \mathbf{\Phi}_k^{N-1} & \mathbf{\Phi}_k^{N-2} & \dots & \mathbf{E}\end{bmatrix}}_{\mathbf{\Xi}_k} \underbrace{\begin{bmatrix}\boldsymbol{\xi}_k\\ \boldsymbol{\xi}_k\\ \vdots\\ \boldsymbol{\xi}_k\end{bmatrix}}_{\bar{\boldsymbol{\xi}}_k} \ . \tag{5.29}$$

Die Matrix $\mathbf{H}_k \in \mathbb{R}^{3N\times 3}$ beschreibt den Einfluss des geschätzten Anfangszustands $\hat{\mathbf{i}}_k$ auf die Zustandstrajektorie, $\mathbf{G}_k \in \mathbb{R}^{3N\times 3N}$ entspricht einer Toeplitz-Matrix und modelliert den Einfuss der Eingangstrajektorie $\mathbf{z} \in \mathbb{R}^{3N}$. Der konstante Term $\mathbf{\Xi}_k\bar{\boldsymbol{\xi}}_k$ mit $\mathbf{\Xi}_k \in \mathbb{R}^{3N\times 3N}$ resultiert aus der Linearisierung um den Arbeitspunkt. Das System (5.29) entspricht nun der Nebenbedingung (5.7b) aus dem MPC Optimalsteuerungsproblem. Da damit eine analytische und einfach differenzierbare Beschreibung der Stromtrajektorie besteht, kann die Teildiskretisierung implementiert werden. Zur einfacheren Darstellung werden hierzu die von $\mathbf{z}$ unabhängigen Terme in (5.29) zu

$$\mathbf{h}_k = \mathbf{H}_k\hat{\mathbf{i}}_k + \mathbf{\Xi}_k\bar{\boldsymbol{\xi}}_k \tag{5.30}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

zusammengefasst.

Um nun die Lösung der Optimierungsaufgabe weiter zu beschleunigen, können noch zusätzliche Maßnahmen getroffen werden. Ein besonders vorteilhafte Struktur weisen Optimierungsprobleme der Form

$$\min_{\tilde{\mathbf{z}}\in\mathbf{R}^{3N}} \quad \frac{1}{2}\tilde{\mathbf{z}}^{\mathrm{T}}\mathbf{Q}\tilde{\mathbf{z}} + \mathbf{c}^{\mathrm{T}}\tilde{\mathbf{z}} \tag{5.31a}$$

$$\text{u.B.v.} \qquad \mathbf{S}\tilde{\mathbf{z}} = \mathbf{y} \tag{5.31b}$$

$$\tag{5.31c}$$

auf. Ist die Matrix $\mathbf{Q}$ positiv definit, so handelt es sich um ein konvexes Optimierungsproblem [67]. Die KKT-Bedingungen ergeben sich damit direkt zu

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Q} & \mathbf{S}^{\mathrm{T}} \\ \mathbf{S} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{z}^* \\ \boldsymbol{\lambda}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{c} \\ \mathbf{y} \end{bmatrix} . \tag{5.32}$$

und die optimale Lösung kann bei funktional unabhängigen Gleichungsnebenbedingungen durch Inversion direkt bestimmt werden. Sind zusätzliche Ungleichungsnebenbedingungen vorhanden, dann müssen diese mit geeigneten Maßnahmen ebenfalls berücksichtigt werden. In MATLAB erfolgt dies in der *quadprog* Routine mit der Methode der aktiven Beschränkungen [70].

Um das Optimierungsproblem (5.7) auf die Form (5.31) zu bringen, wird im ersten Schritt das Drehmoment (2.47) um den aktuellen Arbeitspunkt $\hat{\mathbf{i}}_k$ linearisiert. Daraus resultiert der Ausdruck

$$m(\mathbf{i}) \approx m(\hat{\mathbf{i}}_k) + (\mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}_k)^{\mathrm{T}}(\nabla m)(\hat{\mathbf{i}}_k) = \underbrace{m(\hat{\mathbf{i}}_k) - \hat{\mathbf{i}}_k^{\mathrm{T}}(\nabla m)(\hat{\mathbf{i}}_k)}_{m_k} + \mathbf{i}^{\mathrm{T}}(\nabla m)(\hat{\mathbf{i}}_k) \tag{5.33}$$

mit der skalaren Konstante m_k und dem Gradienten $(\nabla m)(\hat{\mathbf{i}}_k) \in \mathbb{R}^3$. Außerdem werden die Matrizen

$$(\overline{\nabla m})(\hat{\mathbf{i}}_k) = \begin{bmatrix} (\nabla m)(\hat{\mathbf{i}}_k) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\nabla m)(\hat{\mathbf{i}}_k) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & (\nabla m)(\hat{\mathbf{i}}_k) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3N\times N} \tag{5.34}$$

sowie

$$\bar{\boldsymbol{\Lambda}}_m = \begin{bmatrix} \lambda_m & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_m & \ddots & \vdots \\ & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \lambda_m \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{N\times N} , \quad \bar{\boldsymbol{\Lambda}}_i = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Lambda}_i & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \boldsymbol{\Lambda}_i & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \boldsymbol{\Lambda}_i \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3N\times 3N} \tag{5.35}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

und

$$\bar{\mathbf{\Lambda}}_u = \begin{bmatrix} 2\mathbf{\Lambda}_u & -\mathbf{\Lambda}_u & \dots & \mathbf{0} \\ -\mathbf{\Lambda}_u & 2\mathbf{\Lambda}_u & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & -\mathbf{\Lambda}_u & 2\mathbf{\Lambda}_u & -\mathbf{\Lambda}_u \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\mathbf{\Lambda}_u & \mathbf{\Lambda}_u \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3N\times 3N} \tag{5.36}$$

definiert. Die Gewichtungsfaktoren λ_m, $\mathbf{\Lambda}_i$ und $\mathbf{\Lambda}_u$ sind jene aus Abschnitt 5.1.2. Damit lässt sich die Kostenfunktion (5.4a) als

$$\begin{aligned} J_N\Big(k, \hat{\mathbf{i}}_k, \mathbf{z}_i, \mathbf{z}\Big) &= \Big(m_k + (\overline{\nabla m})^{\mathrm{T}}(\hat{\mathbf{i}}_k)\mathbf{z}_i - \mathbf{m}_d\Big)^{\mathrm{T}} \bar{\mathbf{\Lambda}}_m \Big(m_k + (\overline{\nabla m})^{\mathrm{T}}(\hat{\mathbf{i}}_k)\mathbf{z}_i - \mathbf{m}_d\Big) \\ &\quad + (\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_i^*)^{\mathrm{T}} \bar{\mathbf{\Lambda}}_i (\mathbf{z}_i - \mathbf{z}_i^*) + \mathbf{z}^{\mathrm{T}} \bar{\mathbf{\Lambda}}_u \mathbf{z} + 2\mathbf{s}^{\mathrm{T}}\mathbf{z} + \bar{\mathbf{u}}_{k-k_a,MPC}^{*\mathrm{T}} \mathbf{\Lambda}_u \bar{\mathbf{u}}_{k-k_a,MPC}^* \,. \end{aligned} \tag{5.37}$$

anschreiben. Hierbei wird die Addition einer skalaren Größe mit einer Matrix als Addition mit jedem Element der Matrix verstanden und die Spaltenvektoren

$$\mathbf{m}_d^{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix} m_{d,1} & m_{d,2} & \dots & m_{d,N} \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \mathbf{z}_i^{*\mathrm{T}} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1^{*\mathrm{T}} & \mathbf{i}_2^{*\mathrm{T}} & \dots & \mathbf{i}_N^{*\mathrm{T}} \end{bmatrix} \tag{5.38}$$

mit $\mathbf{m}_d \in \mathbb{R}^N$ und $\mathbf{z}_i^* \in \mathbb{R}^{3N}$ definiert. Weiters sei

$$\mathbf{s}^{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix} -\bar{\mathbf{u}}_{k-k_a,MPC}^{*\mathrm{T}} \mathbf{\Lambda}_u & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \end{bmatrix} \tag{5.39}$$

mit $\mathbf{s} \in \mathbb{R}^{3N}$ und $\bar{\mathbf{u}}_{k-k_a,MPC}^*$ als Lösung der MPC zum vorangegangenen Zeitschritt. Setzt man nun (5.29) und (5.30) in (5.37) ein und formt den resultierenden Ausdruck auf die Struktur aus (5.31) um, dann ergibt sich

$$\begin{aligned} J_N\Big(k, \hat{\mathbf{i}}_k, \mathbf{z}\Big) &= \mathbf{z}^{\mathrm{T}}\Big(\mathbf{G}_k^{\mathrm{T}}(\overline{\nabla m})(\hat{\mathbf{i}}_k)\bar{\mathbf{\Lambda}}_m(\overline{\nabla m})^{\mathrm{T}}(\hat{\mathbf{i}}_k)\mathbf{G}_k + \mathbf{G}_k^{\mathrm{T}}\bar{\mathbf{\Lambda}}_i\mathbf{G}_k + \bar{\mathbf{\Lambda}}_u\Big)\mathbf{z} \\ &+ 2\Big(\Big(m_k - \mathbf{m}_d + (\overline{\nabla m})^{\mathrm{T}}(\hat{\mathbf{i}}_k)\mathbf{h}_k\Big)^{\mathrm{T}}\bar{\mathbf{\Lambda}}_m(\overline{\nabla m})^{\mathrm{T}}(\hat{\mathbf{i}}_k)\mathbf{G}_k + (\mathbf{h}_k - \mathbf{z}_i^*)^{\mathrm{T}}\bar{\mathbf{\Lambda}}_i\mathbf{G}_k + \mathbf{s}^{\mathrm{T}}\Big)\mathbf{z} \,. \end{aligned} \tag{5.40}$$

Die von $\mathbf{z}$ unabhängigen Terme wurden hierbei bereits vernachlässigt, da diese als Konstanten die Lösung des Optimierungsproblems nicht beeinflussen.

Im nächsten Schritt werden die Strom- und Spannungsgrenzen

$$g_{i_s}(\mathbf{i}) = i_d^2 + i_q^2 - i_{s,max}^2 \leq 0 \tag{5.41a}$$

$$g_{i_f,p}(\mathbf{i}) = i_f - i_{f,max} \leq 0 \tag{5.41b}$$

$$g_{i_f,n}(\mathbf{i}) = -i_f \leq 0 \tag{5.41c}$$

$$g_{u_s}(\bar{\mathbf{u}}, \mathbf{i}) = (\bar{u}_d - \omega_{el}\psi_q(\mathbf{i}))^2 + (\bar{u}_q + \omega_{el}\psi_d(\mathbf{i}))^2 - u_{s,max}^2 \leq 0 \tag{5.41d}$$

$$g_{u_f,p}(\bar{\mathbf{u}}) = u_f - u_{f,max} \leq 0 \tag{5.41e}$$

$$g_{u_f,n}(\bar{\mathbf{u}}) = -u_f \leq 0 \tag{5.41f}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

betrachtet. Diese werden linearisiert um die Beschränkungen des quadratischen Optimierungsproblem zu generieren. Für die Statorstromgrenze (5.41a) ergibt sich dann

$$g_{i_s}(\mathbf{i}) \approx \hat{i}_{d,k}^2 + \hat{i}_{q,k}^2 - i_{s,max}^2 + \left(\mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}_k\right)^{\mathrm{T}} \underbrace{\begin{bmatrix} 2\hat{i}_{d,k} \\ 2\hat{i}_{q,k} \\ 0 \end{bmatrix}}_{(\nabla g_{i_s})(\hat{\mathbf{i}}_k)} . \tag{5.42}$$

Definiert man zur Auswertung der linearen Funktion die Blockdiagonalmatrix

$$(\overline{\nabla g_{i_s}})(\hat{\mathbf{i}}_k) = \begin{bmatrix} (\nabla g_{i_s})(\hat{\mathbf{i}}_k) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\nabla g_{i_s})(\hat{\mathbf{i}}_k) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & (\nabla g_{i_s})(\hat{\mathbf{i}}_k) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3N \times N} \tag{5.43}$$

und setzt (5.29) in (5.42) ein, dann erhält man

$$\mathbf{g}_{i_s}(\mathbf{z}) \approx \underbrace{\hat{i}_{d,k}^2 + \hat{i}_{q,k}^2 - i_{s,max}^2 - \hat{\mathbf{i}}_k^{\mathrm{T}}(\nabla g_{i_s})(\hat{\mathbf{i}}_k) + (\overline{\nabla g_{i_s}})^{\mathrm{T}}(\hat{\mathbf{i}}_k)\mathbf{h}_k}_{\mathbf{y}_{i_s}} + \underbrace{(\overline{\nabla g_{i_s}})^{\mathrm{T}}(\hat{\mathbf{i}}_k)\mathbf{G}_k}_{\mathbf{S}_{i_s}} \mathbf{z} . \tag{5.44}$$

Die Grenzen für den Rotorstrom können direkt durch Einsetzen von (5.29) in (5.41b) bzw. (5.41c) bestimmt werden und lauten

$$\mathbf{g}_{i_f,p}(\mathbf{z}) = \underbrace{\mathbf{K}_f\mathbf{h}_k - i_{f,max}}_{\mathbf{y}_{i_f,p}} + \underbrace{\mathbf{K}_f\mathbf{G}_k}_{\mathbf{S}_{i_f,p}} \mathbf{z} \tag{5.45a}$$

$$\mathbf{g}_{i_f,n}(\mathbf{z}) = \underbrace{-\mathbf{K}_f\mathbf{h}_k}_{\mathbf{y}_{i_f,n}} - \underbrace{\mathbf{K}_f\mathbf{G}_k}_{\mathbf{S}_{i_f,n}} \mathbf{z} . \tag{5.45b}$$

Hierbei ist $\mathbf{K}_f = \mathrm{diag}\begin{pmatrix}\mathbf{e}_3^{\mathrm{T}} & \mathbf{e}_3^{\mathrm{T}} & \dots & \mathbf{e}_3^{\mathrm{T}}\end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{N \times 3N}$ mit $\mathbf{e}_3^{\mathrm{T}} = [0 \quad 0 \quad 1]$.

Die Statorspannungsgrenze (5.41d) ist nun eine nichtlineare Funktion in der Optimierungsvariablen $\bar{\mathbf{u}}$ sowie in den abhängigen Variablen $\mathbf{i}$. Die Linearisierung erfolgt um den Arbeitspunkt $\bar{\mathbf{u}}_{k-1}$, $\hat{\mathbf{i}}_k$ und resultiert in

$$\begin{aligned} g_{u_s}(\bar{\mathbf{u}}, \mathbf{i}) \approx & \left(\bar{u}_{d,k-1} - \omega_{el}\psi_q(\hat{\mathbf{i}}_k)\right)^2 + \left(\bar{u}_{q,k-1} + \omega_{el}\psi_d(\hat{\mathbf{i}}_k)\right)^2 - u_{s,max}^2 \\ & + (\bar{\mathbf{u}} - \bar{\mathbf{u}}_{k-1})^{\mathrm{T}} \underbrace{\begin{bmatrix} 2\left(\bar{u}_{d,k-1} - \omega_{el}\psi_q(\hat{\mathbf{i}}_k)\right) \\ 2\left(\bar{u}_{q,k-1} + \omega_{el}\psi_d(\hat{\mathbf{i}}_k)\right) \\ 0 \end{bmatrix}}_{(\nabla g_{u_s})(\bar{\mathbf{u}}_{k-1})} + (\mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}_k)^{\mathrm{T}} \underbrace{(\nabla \boldsymbol{\psi})^{\mathrm{T}}(\hat{\mathbf{i}}_k) \begin{bmatrix} 2\omega_{el}\left(\bar{u}_{q,k-1} + \omega_{el}\psi_d(\hat{\mathbf{i}}_k)\right) \\ -2\omega_{el}\left(\bar{u}_{d,k-1} - \omega_{el}\psi_q(\hat{\mathbf{i}}_k)\right) \\ 0 \end{bmatrix}}_{(\nabla g_{u_s})(\hat{\mathbf{i}}_k)} \end{aligned} \tag{5.46}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

mit der Jacobi-Matrix des Flussverkettungsvektors $(\nabla\boldsymbol{\psi})(\hat{\mathbf{i}}_k)$ ausgewertet an der Stelle $\hat{\mathbf{i}}_k$. Setzt man nun wieder das Ergebnis aus (5.29) ein, dann resultiert die lineare Beschränkung

$$\mathbf{g}_{u_s}(\mathbf{z}) \approx \underbrace{g_{u_s}(\hat{\mathbf{i}}_k, \bar{\mathbf{u}}_{k-1}) - \bar{\mathbf{u}}_{k-1}^{\mathrm{T}}(\nabla g_{u_s})(\bar{\mathbf{u}}_{k-1}) - \hat{\mathbf{i}}_k^{\mathrm{T}}(\nabla g_{u_s})(\hat{\mathbf{i}}_k) + (\overline{\nabla g_{u_s}})^{\mathrm{T}}(\hat{\mathbf{i}}_k)\mathbf{h}_k}_{\mathbf{y}_{u_s}} + \underbrace{\Big((\overline{\nabla g_{u_s}})^{\mathrm{T}}(\bar{\mathbf{u}}_{k-1}) + (\overline{\nabla g_{u_s}})^{\mathrm{T}}(\hat{\mathbf{i}}_k)\mathbf{G}_k\Big)}_{\mathbf{S}_{u_s}}\mathbf{z} \quad (5.47)$$

wobei wieder die Matrizen

$$(\overline{\nabla g_{u_s}})(\bar{\mathbf{u}}_{k-1}) = \begin{bmatrix} (\nabla g_{u_s})(\bar{\mathbf{u}}_{k-1}) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\nabla g_{u_s})(\bar{\mathbf{u}}_{k-1}) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & (\nabla g_{u_s})(\bar{\mathbf{u}}_{k-1}) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3N\times N} \quad (5.48a)$$

$$(\overline{\nabla g_{u_s}})(\hat{\mathbf{i}}_k) = \begin{bmatrix} (\nabla g_{u_s})(\hat{\mathbf{i}}_k) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\nabla g_{u_s})(\hat{\mathbf{i}}_k) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & (\nabla g_{u_s})(\hat{\mathbf{i}}_k) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3N\times N} \quad (5.48b)$$

definiert wurden. Zuletzt gilt es nur noch die Rotorspannungsgrenze zu berücksichtigen. Hierbei handelt es sich um eine *box constraint*, weshalb keine weiteren Umformungen notwendig sind.

Die linearisierten Beschränkungen (5.44), (5.45) und (5.47) können nun zusammengefasst werden, woraus das quadratische Optimierungsproblem

$$\mathbf{z}^* = \underset{\tilde{\mathbf{z}}\in\mathbf{R}^{3N}}{\arg\min} \quad \mathbf{z}^{\mathrm{T}}\Big(\mathbf{G}_k^{\mathrm{T}}(\overline{\nabla m})(\hat{\mathbf{i}}_k)\bar{\boldsymbol{\Lambda}}_m(\overline{\nabla m})^{\mathrm{T}}(\hat{\mathbf{i}}_k)\mathbf{G}_k + \mathbf{G}_k^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{\Lambda}}_i\mathbf{G}_k + \bar{\boldsymbol{\Lambda}}_u\Big)\mathbf{z}$$
$$+ 2\Big(\Big(m_k - \mathbf{m}_d + (\overline{\nabla m})^{\mathrm{T}}(\hat{\mathbf{i}}_k)\mathbf{h}_k\Big)^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{\Lambda}}_m(\overline{\nabla m})^{\mathrm{T}}(\hat{\mathbf{i}}_k)\mathbf{G}_k + (\mathbf{h}_k - \mathbf{z}_i^*)^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{\Lambda}}_i\mathbf{G}_k + \mathbf{s}^{\mathrm{T}}\Big)\mathbf{z} \quad (5.49a)$$

$$\text{u.B.v.} \quad \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{i_s} \\ \mathbf{S}_{i_f,p} \\ \mathbf{S}_{i_f,n} \\ \mathbf{S}_{u_s} \end{bmatrix}\tilde{\mathbf{z}} \le \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{i_s} \\ \mathbf{y}_{i_f,p} \\ \mathbf{y}_{i_f,n} \\ \mathbf{y}_{u_s} \end{bmatrix} \quad (5.49b)$$

$$\mathbf{0} \le \mathbf{K}_f\tilde{\mathbf{z}} \le \mathbf{u}_{f,max} \quad (5.49c)$$

mit $\mathbf{u}_{f,max}^{\mathrm{T}} = [u_{f,max} \quad u_{f,max} \quad \dots \quad u_{f,max}] \in \mathbb{R}^N$ resultiert. Die Lösung dieses Problems ergibt die optimale Spannungstrajektorie über den Prädiktionshorizont. Wie in Abschnitt 5.1.1 bereits erwähnt, wird nun nicht die gesamte Lösung $\mathbf{z}^*$ sondern nur das erste Element

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

$$\bar{\mathbf{u}}^*_{k,MPC} = \mathbf{z}^*_0 \tag{5.50}$$

aufgeschaltet. Nach der Zeit T_{MPC} erfolgt eine neuerliche Messung des Zustandes und die in diesen Abschnitt beschriebenen Schritte der Diskretisierung, Linearisierung und Lösung des quadratischen Programms werden erneut durchgeführt.

5.1.7 Abbildung der lokalen Zeitachse auf die globale Zeitachse

Wie in Abschnitt 5.1.1 erläutert, entspricht die Abtastzeit T_{MPC} der modellprädikativen Regelung nicht notwendigerweise der Abtastzeit der unterlagerten Pulsweitenmodulation. Daher ist es notwendig eine Funktion zu bestimmen, welche das Ergebnis der MPC auf das Zeitgitter der PWM abbildet. Hierfür sei $\bar{\mathbf{u}}^*_{k,MPC}$ die Lösung der Optimierungsaufgabe gemäß (5.50) zum Zeitindex k. Im einfachsten Fall wird ein *zero-oder-hold* der Lösung der MPC verwendet [71]. Da sich dadurch aber die effektive PWM-Frequenz reduzieren würde, erfolgt die Abbildung in dieser Arbeit mit der Funktion

$$\bar{\mathbf{u}}_{k+l} = \bar{\mathbf{u}}^*_{k-k_a,MPC} + \frac{\bar{\mathbf{u}}^*_{k,MPC} - \bar{\mathbf{u}}^*_{k-k_a,MPC}}{k_a} l \ , \qquad \forall\, l = 1, 2, \ldots, k_a - 1 \ . \tag{5.51}$$

Dies entspricht einer linearen Interpolation zwischen der Lösung der MPC zum Zeitpunkt $k - k_a$ und zum Zeitpunkt k. Die Ausgangsspannung des geregelten Systems ergibt sich damit zu

$$\mathbf{u}_{k+l} = \bar{\mathbf{u}}^*_{k-k_a,MPC} + \frac{\bar{\mathbf{u}}^*_{k,MPC} - \bar{\mathbf{u}}^*_{k-k_a,MPC}}{k_a} l + \boldsymbol{\Omega}_{el,l}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i}_l) \ , \qquad \forall l = 1, 2, \ldots, k_a - 1 \ . \tag{5.52}$$

Aufgrund der Linearität, lässt sich (5.51) auch in der Form

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{u}}_k \\ \bar{\mathbf{u}}_{k+1} \\ \bar{\mathbf{u}}_{k+2} \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{u}}_{k+k_a-1} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{E} \\ (1 - 1/k_a)\mathbf{E} \\ (1 - 2/k_a)\mathbf{E} \\ \vdots \\ -1/k_a\mathbf{E} \end{bmatrix}}_{\mathbf{t}_1} \bar{\mathbf{u}}^*_{k-k_a,MPC} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ (1/k_a)\mathbf{E} \\ (2/k_a)\mathbf{E} \\ \vdots \\ (k_a - 1)/k_a\mathbf{E} \end{bmatrix}}_{\mathbf{t}_2} \bar{\mathbf{u}}^*_{k,MPC} \tag{5.53}$$

mit $\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2 \in \mathbb{R}^{3k_a \times 3}$ und der Einheitsmatrix $\mathbf{E} \in \mathbb{R}^{3\times 3}$ darstellen.

Da die MPC im Modell (5.29) von einem *zero-oder-hold* der optimalen Spannung ausgeht, würde die Generierung der Ausgangsspannung gemäß (5.53) zu Abweichungen in der Prädikation des Zustands führen. Aus diesem Grund wird der MPC auch die Information über die Umrechnung (5.53) übergeben.

Hierzu wird eine Matrix $\mathbf{T} \in \mathbb{R}^{3Nk_a \times 3(N+1)}$ der Form

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{t}_1 & \mathbf{t}_2 & \mathbf{0} & \ldots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{t}_1 & \mathbf{t}_2 & \ldots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \ldots & \mathbf{t}_1 & \mathbf{t}_2 \end{bmatrix} \tag{5.54}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

festgelegt. Wird die Linearisierung und Diskretisierung aus (5.25) mit T_{PWM} anstatt mit T_{MPC} bestimmt, dann können die Ströme in der globalen Zeitachse über den Prädiktionshorizont gemäß

$$\mathbf{z}_{i,T_{PWM}} = \mathbf{H}_{k,T_{PWM}}\hat{\mathbf{i}}_k + \mathbf{G}_{k,T_{PWM}}\mathbf{T}\begin{bmatrix}\bar{\mathbf{u}}^*_{k-k_a,MPC}\\ \mathbf{z}\end{bmatrix} + \mathbf{\Xi}_{k,T_{PWM}}\bar{\boldsymbol{\xi}}_{k,T_{PWM}} \tag{5.55}$$

bestimmt werden. Der Vektor $\mathbf{z}_i \in \mathbb{R}^{3Nk_a}$ besitzt nun mehr Elemente als zur Lösung der MPC notwendig sind. Daher wird noch die Matrix $\mathbf{K}' = [\mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad \dots \quad \mathbf{E}] \in \mathbb{R}^{3\times 3k_a}$ mit $\mathbf{E} \in \mathbb{R}^{3\times 3}$ definiert und zur Matrix $\mathbf{K}'' = \mathrm{diag}(\mathbf{K}', \mathbf{K}' \dots, \mathbf{K}') \in \mathbb{R}^{3N\times 3Nk_a}$ assembliert. Damit sind die Ströme in der lokalen Zeitachse der MPC

$$\mathbf{z}_i = \mathbf{K}''\left(\mathbf{H}_{k,T_{PWM}}\hat{\mathbf{i}}_k + \mathbf{G}_{k,T_{PWM}}\mathbf{T}\begin{bmatrix}\bar{\mathbf{u}}^*_{k-k_a,MPC}\\ \mathbf{z}\end{bmatrix} + \mathbf{\Xi}_{k,T_{PWM}}\bar{\boldsymbol{\xi}}_{k,T_{PWM}}\right). \tag{5.56}$$

Gleichung (5.56) kann nun anstatt (5.29) verwendet werden, um die Ströme zu prädizieren. Somit ist es möglich, die Auswirkung der linearen Interpolation zwischen den optimalen Lösungen direkt in der MPC zu berücksichtigen und damit das Prädiktionsergebnis zu verbessern.

5.2 PI-Regler

Um einen Vergleich mit dem zuvor beschriebenen modellprädikativen Verfahren zu ermöglichen, wird in diesem Abschnitt ein modernes PI-Regelverfahren für die EESM vorgestellt. Hierzu wird ein flachheitsbasierter MIMO-Regler mit einen *Extended Kalman Filter* und einer Vorsteuerung der geschätzten Störung kombiniert.

5.2.1 Flachheitsbasierte Regelung

Wie in Abschnitt 2.2 erläutert, handelt es sich bei der EESM um ein nichtlineares MIMO System mit affinem Eingang. Für diese Systemklasse bieten sich flacheitsbasierte Regelkonzepte, insbesondere die exakte Eingangs-Zustandslinearisierung an. Die Grundidee dieses Verfahrens besteht darin, alle Eingangs- und Zustandsgrößen eines dynamischen Systems durch die funktional unabhängigen Ausgangsgrößen und deren Ableitung zu parametrieren [72]. Bei der elektrischen Dynamik der EESM aus (2.22) gestaltet sich diese Parametrierung nun besonders einfach. Zum einen entsprechen die Zustände den Ausgängen, d. h. die exakte Eingangs-Ausgangs- und exakte Eingangs-Zustandslinearisierung sind äquivalent. Des weiteren geht aus (2.22) hervor, dass die erste Zeitableitung jedes Zustandes durch zumindest eine Eingangsgröße beeinflusst werden kann. Damit liegt das System trivialerweise in Byrnes-Isidori Normalform vor und besitzt einen vektoriellen relativen Grad von $\mathbf{r} = [1 \quad 1 \quad 1]$. Zudem gilt $\|\mathbf{r}\|_1 = 3$. Dies bedeutet, dass keine Nulldynamik vorliegt und jeder Zustand über die Eingänge erreichbar ist. Damit entspricht $\mathbf{L}'(\mathbf{i})^{-1}$ der Entkopplungsmatrix, welche wie in Abschnitt 2.2.2 gefordert im gesamten Betriebsbereich regulär ist. Somit ist es naheliegend, das Regelgesetz in der Form

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

$$\mathbf{u} = \mathbf{\Omega}_{el}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i}) + \mathbf{R}(\mathbf{i}) + \mathbf{L}'(\mathbf{i})\mathbf{v} \tag{5.57}$$

anzusetzen. Eingesetzt in die nichtlineare Differenzialgleichung (2.22) ergibt sich die Dynamik des geschlossenen Kreises damit zu

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{i} = \mathbf{v} \tag{5.58}$$

mit $\mathbf{v}^{\mathrm{T}} = [v_d \quad v_q \quad v_f]$ als neuem Eingang. Für jedes Element v_j mit $j \in \{d, q, f\}$ wird nun ein P-Regler der Form

$$v_j = k_j(i_j^* - i_j) \tag{5.59}$$

mit der positiven Konstanten k_j angesetzt. Die Übertragungsfunktion des resultierenden geschlossenen Kreises entspricht dann in jedem Zustand einem PT1 System mit

$$G_j(s) = \frac{i_j(s)}{i_j^*(s)} = \frac{1}{\frac{s}{k_j} + 1} \ . \tag{5.60}$$

Somit ist es möglich die gewünschte Zeitkonstante τ_j der Achse direkt über

$$k_j = \frac{1}{\tau_j} \tag{5.61}$$

einzustellen. Das gesamte Regelgesetz lautet also

$$\mathbf{u} = \mathbf{\Omega}_{el}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i}) + \mathbf{R}\mathbf{i} + \mathbf{L}'(\mathbf{i})(\mathbf{K}_p(\mathbf{i}^* - \mathbf{i})) \tag{5.62}$$

mit

$$\mathbf{K}_p = \begin{bmatrix} k_d & 0 & 0 \\ 0 & k_q & 0 \\ 0 & 0 & k_f \end{bmatrix} . \tag{5.63}$$

Wenn das Modell exakt bekannt ist, eine idealen Strommessung möglich ist und die Stellgrößenbeschränkungen eingehalten werden, führt dies zu einem stabilen geschlossenen Kreis mit beliebig einstellbaren Zeitkonstanten.

5.2.2 EKF mit Vorsteuerung der geschätzten Störung

Um den Einfluss von Messrauschen zu reduzieren, wird dieser Regler mit einem *Extended Kalman Filter* kombiniert. Hierbei handelt es sich um einen im Sinne der Regelungstheorie optimalen Zustandsbeobachter. Dieser ermittelt auf Basis von Messungen, dem Systemmodell und den stochastischen Eigenschaften der Prozessstörung und des Messrauschens eine optimale Schätzung $\hat{\mathbf{i}}$ für den Zustand $\mathbf{i}$ [73]. Da der Regler selbst ausschließlich ein P-Verhalten aufweist, wird das Kalman Filter noch um einen Störbeobachter erweitert, um konstante Störungen zu unterdrücken. Somit resultiert das System

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{i} = -\mathbf{L}'(\mathbf{i})^{-1}(\mathbf{R}\mathbf{i} + \boldsymbol{\Omega}_{el}\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i})) + \mathbf{L}'(\mathbf{i})^{-1}(\mathbf{u}+\mathbf{z}) + \mathbf{w}_i \ , \qquad \mathbf{i}(t_0) = \mathbf{i}_0 \tag{5.64a}$$

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{z} = \mathbf{w}_z \ , \qquad \mathbf{z}(t_0) = \mathbf{0} \tag{5.64b}$$

$$\mathbf{y} = \underbrace{\begin{bmatrix}\mathbf{E} & \mathbf{0}\end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \underbrace{\begin{bmatrix}\mathbf{i}\\ \mathbf{z}\end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \mathbf{v} \ . \tag{5.64c}$$

Hierbei ist $\mathbf{w}_i \in \mathbb{R}^3$ die mittelwertsfreie, stochastische Prozessstörung, die direkt auf $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{i}$ wirkt. Der Zustand $\mathbf{z} \in \mathbb{R}^3$ beschreibt eine unbekannte, konstante Störung, welche auf den Systemeingang wirkt. Die Differenzialgleichung (5.64b) für $\mathbf{z}$ entspricht hierbei einem *random walk* Modell mit der unbekannten Prozessstörung $\mathbf{w}_z \in \mathbb{R}^3$. Die Ausgangsgrößen $\mathbf{y}$ entsprechen den Strömen $\mathbf{i}$ inklusive einer unbekannten mittelwertsfreien, stochastischen Messstörung $\mathbf{v} \in \mathbb{R}^3$. Die geschätzte Störung ist somit über den Ausgang beobachtbar, aber über den Eingang nicht erreichbar. Für das Weitere wird der neue Zustand $\mathbf{x}^{\mathrm{T}} = [\mathbf{i}^{\mathrm{T}} \quad \mathbf{z}^{\mathrm{T}}]$ eingeführt.

Die stochastischen Eigenschaften der Störungen werden durch die Kovarianzmatrizen

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix}\mathbf{Q}_i & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{Q}_z\end{bmatrix}, \qquad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0\\ 0 & r_s & 0\\ 0 & 0 & r_f\end{bmatrix} \tag{5.65}$$

beschrieben. Hierbei ist $\mathbf{Q}_i = \mathrm{diag}(q_d,\ q_q,\ q_f)$ die konstante Kovarianzmatrix der unbekannten Prozessstörungen, welche direkt auf die Ableitung des Zustandes wirken und $\mathbf{Q}_z = \mathrm{diag}(q_{z,d},\ q_{z,q},\ q_{z,f})$ die konstante Kovarianzmatrix jener Störungen, die auf den Systemeingang wirken und über den Zustand $\mathbf{z}$ geschätzt werden. Die Varianz des Messrauschens der Statorstrommessung wird mit r_s und die der Rotorstrommessung mit r_f beschrieben. Zudem wird angenommen, dass die Prozessstörungen mit dem Messrauschen nicht gekoppelt sind.

Zur Schätzung dieses Systems wird der Algorithmus des Kalman Filters in zwei Schritten ausgeführt und diskret implementiert. Zuerst wird basierend auf der aktuellen Messung $\mathbf{i}_k$ zum Zeitindex k die a-priori Schätzung $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ und Fehlerkovarianzmatrix $\mathbf{P}_k^-$ aktualisiert. Dies erfolgt gemäß [73] mit der Rechenvorschrift

$$\hat{\mathbf{L}}_k = \mathbf{P}_k^-\mathbf{C}^{\mathrm{T}}\Big(\mathbf{C}\mathbf{P}_k^-\mathbf{C}^{\mathrm{T}} + \mathbf{R}\Big)^{-1} \tag{5.66a}$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k^+ = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \hat{\mathbf{L}}_k\Big(\mathbf{i}_k - \hat{\mathbf{i}}_k^-\Big) \tag{5.66b}$$

$$\mathbf{P}_k^+ = \Big(\mathbf{E} - \hat{\mathbf{L}}_k\mathbf{C}\Big)\mathbf{P}_k^- \tag{5.66c}$$

wobei $\hat{\mathbf{L}}_k$ als Kalman-Verstärkungsmatrix bezeichnet wird. Diese Information kann nun genutzt werden, um den Zustand zum nächsten Abtastzeitpunkt $k+1$ zu prädizieren. Hierfür wird das vollständige System (5.66) analog zu den Ausführungen in Abschnitt 5.1.4

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

am Punkt $\hat{\mathbf{x}}_k^+$, $\mathbf{u}_k$ zuerst linearisiert und dann diskretisiert. Durch einmalige Auswertung des Systems

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_{k+1}^- \\ \hat{\mathbf{z}}_{k+1}^- \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-} = \underbrace{\begin{bmatrix} \boldsymbol{\Phi}_k & \boldsymbol{\Gamma}_k \\ \mathbf{0} & \mathbf{E} \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{\Phi}_{x,k}} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_k^+ \\ \hat{\mathbf{z}}_k^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Gamma}_k \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}_k + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi}_k \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \tag{5.67}$$

wird dann die Schätzung für den nächsten Zustand $\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-$ bestimmt. Die Fehlerkovarianzmatrix vergrößert sich dabei gemäß der Vorschrift

$$\mathbf{P}_{k+1}^- = \boldsymbol{\Phi}_{x,k} \mathbf{P}_k^+ \boldsymbol{\Phi}_{x,k}^{\mathrm{T}} + \mathbf{Q} \ . \tag{5.68}$$

Im nächsten Abtastschritt wird der Algorithmus mit $\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-$ als a-priori Schätzung neu ausgeführt. Da das Kalman Filter nun die konstante Störung am Systemeingang mit schätzt, kann diese durch eine Vorsteuerung kompensiert werden. Daher wird das diskrete Regelgesetz (5.62) zu

$$\mathbf{u}_k = \boldsymbol{\Omega}_{el} \boldsymbol{\psi}(\hat{\mathbf{i}}_k) + \mathbf{R}\hat{\mathbf{i}}_k + \mathbf{L}'(\hat{\mathbf{i}}_k)\Big(\mathbf{K}_p\Big(\mathbf{i}_k^* - \hat{\mathbf{i}}_k\Big)\Big) - \hat{\mathbf{z}}_k \tag{5.69}$$

erweitert. Wie man sieht, wird in (5.69) nun der geschätzte Zustand anstatt dem tatsächlichen Zustand herangezogen. Da das Regelgesetz in Kombination mit dem EKF somit ein integrierendes Verhalten aufweist und einen stationären Regelfehler von Null erreicht, ist die Benennung dieses Verfahrens als PI-Regelstrategie gerechtfertigt.

5.2.3 Verhalten an der Spannungsgrenze

Aufgrund der dynamischen Kopplung der d-Achse und des Rotors sowie der zusätzlichen Beschränkung der Form

$$u_{s,max}^2 = u_d^2 + u_q^2 \tag{5.70}$$

an der Spannungsgrenze, muss diesem Betriebsbereich besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden. Hierfür wird das zeitkontinuierliche System (2.22) betrachtet. In Anlehnung an [40] kann das in (5.58) angeführte Verhalten des geschlossenen Kreises so verstanden werden, dass durch den Regler im Zeitkontinuierlichen die gewünschte Ableitung $\mathbf{i}_{des}^{(1)}$ der Zustände vorgegeben wird. Die flachheitsbasierte Regelung stellt dann sicher, dass diese Ableitung auch tatsächlich eingestellt wird. Allerdings wird hierbei davon ausgegangen, dass diese Ableitungen vom System erzielt werden können. Ist dies aber durch Erreichen der Spannungsgrenze nicht gegeben, dann ist $\mathbf{i}_{des}^{(1)} \neq \mathbf{i}^{(1)}$ und das geforderte Verhalten kann nicht eingestellt werden. Problematisch ist hierbei, dass der Term $\mathbf{L}'(\mathbf{i})\mathbf{v}$ aus (5.57) die geforderte und nicht die tatsächliche Ableitung verwendet. Somit kommt es an der Spannungsgrenze zu einer Überkompensation der Kopplungsterme. Um diesem Effekt entgegenzuwirken, wird in [40] vorgeschlagen, die Bandbreite der Regler zu reduzieren, wenn sich eine Spannung in einer Stellgrößenbeschränkung befindet. Dies ist mit einer Reduktion der Einträge in $\mathbf{K}_p$ gleichzusetzen.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

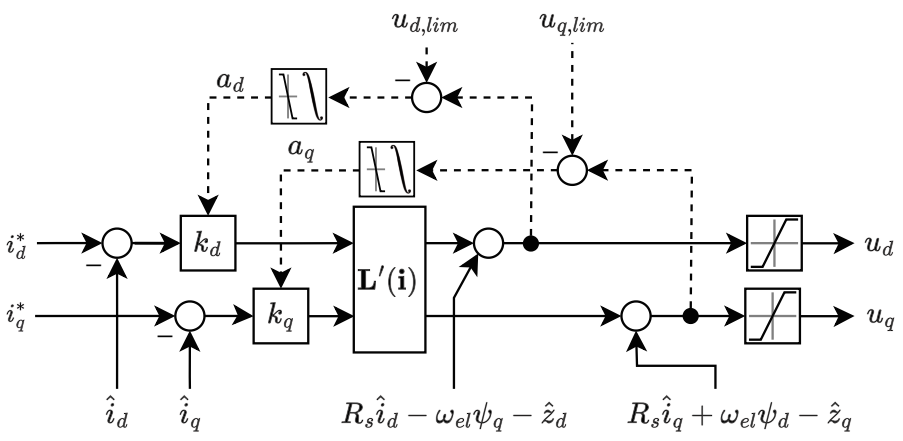


Abbildung 5.7: Statorstromregelung mit Spannungsbegrenzung.

Da die Grenzen der Rotorspannung besonders häufig erreicht werden, wird dieser Betriebszustand gesondert behandelt. Sobald sich die Rotorspannung in einer Beschränkung befindet, muss die Dynamik der d-Achse ebenfalls reduziert werden, um eine Überkompensation zu vermeiden. Daher wird ein Anpassungsfaktor a_f gemäß

$$k'_d = \frac{k_d}{a_f} \quad \text{und} \quad k'_f = \frac{k_f}{a_f} \tag{5.71}$$

definiert. Wird nun (5.71) in (5.63) eingesetzt und dann die dritte Zeile des Regelgesetzes (5.69) nach a_f umgeformt, dann erhält man

$$a_f = \frac{\frac{3}{2} l_{df} k_d i_d + l_f k_f i_f}{u_{f,lim} - R_f i_f + z_f} \tag{5.72}$$

mit $u_{f,lim}$ als obere bzw. untere Spannungsgrenze. Wird das Regelgesetz (5.69) nun mit $\mathbf{K}'_p = \mathrm{diag}(k'_d, k_q, k'_f)$ ausgeführt, so ist u_f gleich $u_{f,lim}$ und die Überkompensation wird vermieden.

Um den wesentlich selteneren Fall des Erreichens der Statorspannungsgrenze zu behandeln, wird die in Abbildung 5.7 dargestellte Struktur genutzt. Die absoluten Abweichungen zwischen der geforderten und der maximalen Ausgangsspannung $\mathbf{u}_{s,lim}$ werden verstärkt und integriert, wobei der Integratorausgang nach unten mit Eins beschränkt ist. Die Integratorausgänge stellen dann die Anpassungsfaktoren a_d und a_q dar. Somit wird automatisch die Bandbreite reduziert, wenn sich eine Achse in der Stellgrößenbeschränkung befindet. Da sich das Erreichen der Spannungsgrenze auch auf die anderen Achsen auswirkt, wird noch

$$\tilde{a}_d := \max(a_d, a_q, a_f)\ , \quad \tilde{a}_q := \max(a_d, a_q) \quad \text{und} \quad \tilde{a}_f := \max(a_d, a_f) \tag{5.73}$$

definiert. Die Spannung der q-Achse wird von der d-Achse beschränkt, weshalb hier a_d und a_q zur Anpassung der Bandbreite herangezogen werden. Die d-Achse selbst wird durch die dynamische Kopplung vom Rotor und durch die Statorspannungsgrenze von

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

der d-Achse beeinflusst, weshalb das Erreichen jeder Grenze eine Reduktion bedingt. Das Regelgesetz wird dann letztendlich mit $\tilde{\mathbf{K}}_p = \mathrm{diag}(k_d/\tilde{a}_d, k_q/\tilde{a}_q, k_f/\tilde{a}_f)$ ausgeführt.

Wenn nun die Statorspannung den physikalisch möglichen Maximalwert erreicht, dann wird die Spannung der d-Achse gegenüber jener der q-Achse priorisiert. Somit ist es gegebenenfalls möglich, zuerst den feldschwächenden Strom aufzubauen.

5.3 Vergleich der Verfahren

Die im vorherigen Abschnitt vorgestellten Regler sollen nun in unterschiedlichen Betriebszuständen verglichen werden. Hierfür werden verschiedene Simulationsstudien mit dem nichtlinearen Motormodell aus Abschnitt 2.2.2 durchgeführt. Die verwendete Reglerstruktur ist in Abbildung 5.8 dargestellt. Zur Bestimmung der Stromkomponenten werden die optimalen Ströme aus Abschnitt 3.2.2 für $\lambda_v = 0.5$, also minimale Kupferverluste, herangezogen. Auf die Pulsmustergenerierung gemäß Kapitel 4 wird verzichtet, da diese die Gesamtkomplexität des Systems erhöht und die zusätzlichen Störungen die Untersuchung der Stromregler beeinträchtigt. Wie in Abbildung 5.8 ersichtlich, wird bei beiden Reglern ein EKF verwendet. Für den PI-Regler handelt es sich dabei um das in Abschnitt 5.2.2 beschriebene Filter inklusive Schätzung der konstanten Störung. Bei der MPC wird das Kalman Filter ohne Störschätzung betrieben.

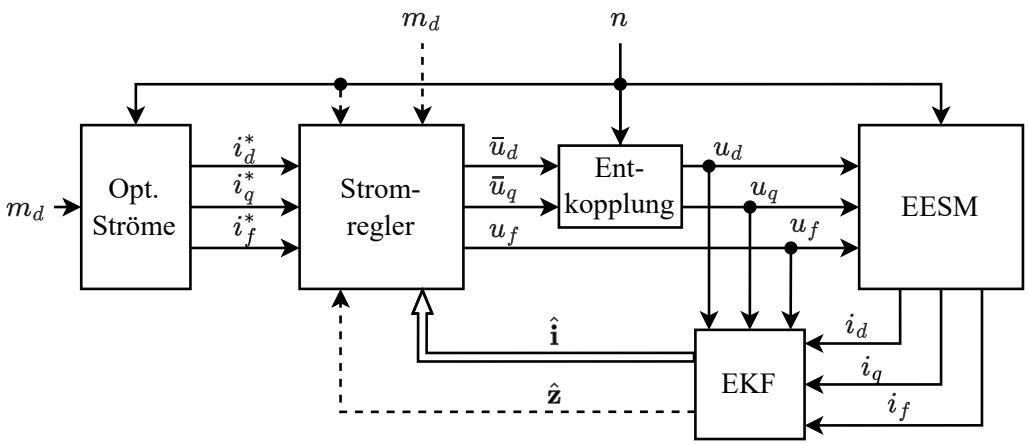


Abbildung 5.8: Simuliertes System.

Die Parameter des PI-Reglers sind in Tabelle 5.1 angeführt. Die Zeitkonstanten des Rotors sowie der d-Achse wurden hierbei gleich gewählt. Dies ist notwendig um sicherzustellen, dass der Aufbau des Erregerfeldes im Rotor und dem feldschwächenden d-Stromes gleich schnell vonstatten geht.

Die Gewichtungsfaktoren der MPC sind in Tabelle 5.2 angeführt und wurden empirisch so eingestellt, dass eine hohe Drehmomentdynamik erzielt wird, ohne zu stark von den verlustoptimalen Strömen abzuweichen. Die Ströme wurden hierbei über die Widerstände gewichtet, um eine ähnliche Priorisierung zu erzielen. Außerdem wurde die d-Achse gegenüber dem Rotor sowie der q-Achse höher gewichtet. Dies reduziert die Schwankungen

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Parameter	Symbol	Wert
Bezogene Zeitkonstante d-Achse	τ_d	16
Bezogene Zeitkonstante q-Achse	τ_q	8
Bezogene Zeitkonstante Rotor	τ_f	16
Abtastzeit	T_{PWM}	80 µs

Tabelle 5.1: Parameter des PI-Reglers.

des d-Stromes bei schnellen Rotorstromänderungen und verringert das kriechende Einlaufen des d-Stromes gegen den stationären Endwert.

Die zulässige Spannungsänderung im Rotorkreis ist sehr hoch, da eine hohe Dynamik zum schnellen Drehmomentaufbau benötigt wird. Im Statorkreis wird eine schnelle Änderung stärker bestraft, allerdings sind aufgrund der statischen Entkopplung keine hohen Spannungen zu Stromänderung erforderlich, weshalb die Statorstromdynamik dennoch sehr gut ist. Die Abtastzeit entspricht dem in Abschnitt 5.1.3 festgelegten Wert und die Horizontlänge wurde empirisch auf 3.2 ms, also $N = 8$, festgelegt.

Parameter	Symbol	Wert	Einheit
Abtastzeit MPC	T_{MPC}	400	µs
Abtastzeit PWM	T_{PWM}	80	µs
Horizontlänge		3.2	ms
Gewichtung Drehmoment	λ_m	1	$1/(\mathrm{N}^2\,\mathrm{m}^2)$
Gewichtung d-Strom	λ_{i_d}	$5R_s$	$1/\mathrm{A}^2$
Gewichtung q-Strom	λ_{i_d}	R_s	$1/\mathrm{A}^2$
Gewichtung Rotorstrom	λ_{i_f}	$2R_f$	$1/\mathrm{A}^2$
Gewichtung d-Spannung	λ_{u_d}	0.05	$1/\mathrm{V}^2$
Gewichtung q-Spannung	λ_{u_d}	0.05	$1/\mathrm{V}^2$
Gewichtung Rotorspannung	λ_{u_f}	0.005	$1/\mathrm{V}^2$

Tabelle 5.2: Parameter der MPC.

Die Simulationen wurden bei einer angenommenen Zwischenkreisspannung von $u_{DC} = 1.732$ und bei einer Stator- sowie Rotortemperatur von 80 °C durchgeführt. Des weiteren wird das Messrauschen simuliert. Hierfür wurde ein mittelwertsfreies, normalverteiltes Rauschen mit einer Standardabweichung von $s_s = 1.667 \cdot 10^{-3}$ für den Stator und $s_r = 5.328 \cdot 10^{-3}$ für den Rotor gewählt. Entsprechend wurde die Kovarianzmatrix des Messrauschens des Kalman-Filters zu

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 2.778 \cdot 10^{-6} & 0 & 0 \\ 0 & 2.778 \cdot 10^{-6} & 0 \\ 0 & 0 & 28.382 \cdot 10^{-6} \end{bmatrix} \tag{5.74}$$

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

für beide Regler gewählt. Die Kovarianzmatrix der Prozessstörung $\mathbf{Q}$ des Kalman Filters wurde empirisch zu

$$\mathbf{Q}_{PI} = \mathrm{diag}\Big(27.778 \cdot 10^{-9}, 27.778 \cdot 10^{-9}, 709.552 \cdot 10^{-9}, 117.188 \cdot 10^{-9}, 117.188 \cdot 10^{-9}, 7.332 \cdot 10^{-9}\Big) \quad (5.75)$$

für den PI-Regler und

$$\mathbf{Q}_{MPC} = \mathrm{diag}\Big(27.778 \cdot 10^{-9}, 27.778 \cdot 10^{-9}, 709.552 \cdot 10^{-9}\Big) \quad (5.76)$$

für die MPC festgelegt.

5.3.1 Sprungantwort im Stillstand

Um das dynamische Verhalten der Regler zu vergleichen, wird ein *curbing* Versuch simuliert. Hierbei fährt ein Fahrzeug aus dem Stillstand über einen Randstein (eng. *curb*). Aus regelungstechnischer Sicht entspricht dies einem Sprung der Drehmomentreferenz bei einer Drehzahl von $n = 0$. Da sprunghafte Änderungen der Referenz bei der MPC zu sehr hohen Strömen führen, wurde für diesen Regler die Steilheit des Drehmomentsprungs auf 12.028/s begrenzt. Beim diesbezüglich robusteren PI-Regler wurde direkt der Drehmomentsprung angelegt.

Das resultierende Drehmomentverhalten ist für eine Drehmomentreferenz von $m_d = 0.321$ in Abbildung 5.9 dargestellt. Man sieht, dass die MPC in der Lage ist, dem geforderten Drehmoment nahezu verzögerungsfrei und mit hoher Genauigkeit bis zum stationären Endwert zu folgen. Somit erreicht die MPC das 2 % Intervall um den stationären Endwert nach einer bezogenen Zeit von $t_s = 55$. Der PI-Regler hingegen weist eine deutlich langsamere Drehmomentdynamik auf und erreicht erst nach etwa $t_s = 96$ das 2 % Intervall. Das Rauschen des Drehmomentes im stationären Zustand besitzt eine Standardabweichung von $s_m = 891.445 \cdot 10^{-6}$ für die MPC und $s_m = 431.181 \cdot 10^{-6}$ beim PI-Regler. Beide Regler weisen somit ein relativ geringes Rauschen auf, der PI-Regler ist aber diesbezüglich gegenüber der MPC deutlich besser.

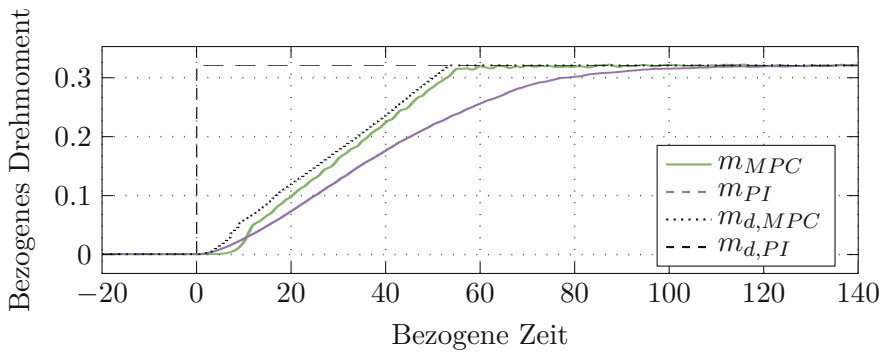


Abbildung 5.9: Drehmomentverlauf des geregelten Systems.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Betrachtet man den Rotorkreis in Abbildung 5.10, so ist das Verhalten der beiden Regler sehr ähnlich. Sowohl der PI-Regler als auch die MPC stellen nahezu sofort die maximale Rotorspannung ein und versuchen somit einen schnellen Rotorstromaufbau zu erzielen. Die MPC hält hierbei die Spannung etwas länger auf dem maximalen Wert als der PI-Regler. Beide Regler erzielen aber im Wesentlichen die gleiche Rotorstromdynamik. Das hochfrequente Rauschen des Stromes ist das simulierte Messrauschen. Das Spannungssignal des PI-Regler weist aufgrund des Proportionalanteils ebenfalls ein hochfrequentes Rauschen auf. Im stationären Zustand variiert die Spannung mit einer Standardabweichung von $s_{u_f} = 811.341 \cdot 10^{-6}$ bei der MPC und $s_{u_f} = 519.969 \cdot 10^{-6}$ beim PI-Regler. Dieses Rauschen der Spannung wird in Kauf genommen, da eine aggressive Rotorstromregelung für eine gute Drehmomentdynamik benötigt wird.

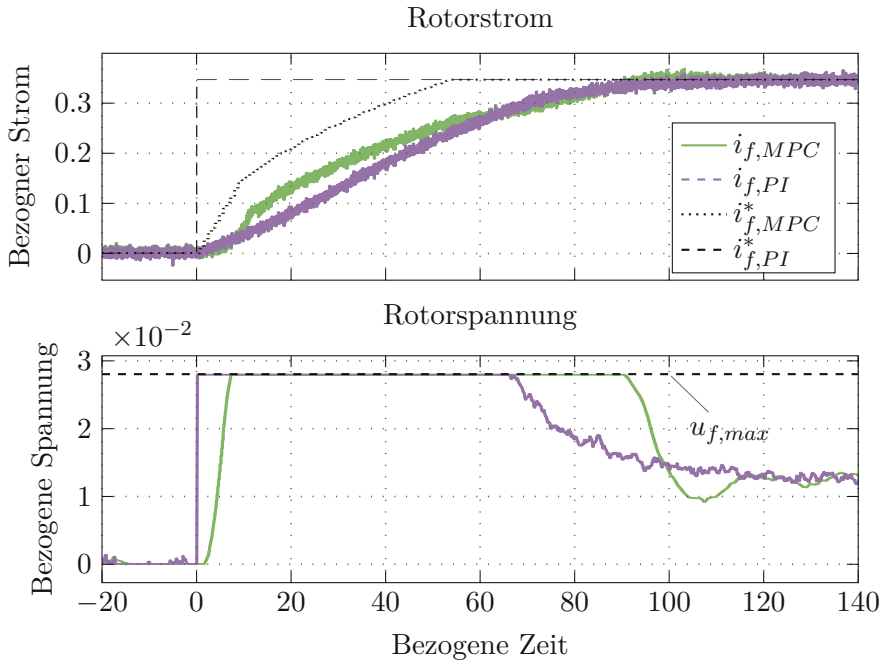


Abbildung 5.10: Rotorstrom und -spannung des geregelten System.

Der große Unterschied zwischen den Verfahren zeigt sich bei Betrachtung der Statorströme in Abbildung 5.11. Wie in Abschnitt 5.2.3 beschrieben, werden beim PI Regler die Reglerverstärkungen bei Erreichen der Rotorspannungsgrenze reduziert. Es ist dem PI-Regler als Stromregler damit nicht möglich, das Drehmoment schneller einzustellen, da die Gesamtdynamik durch die Rotorspannungsgrenze festgelegt wird. Für die MPC gelten nun selbstverständlich ebenfalls dieselben physikalischen Grenzen und auch dieser Regler ist bei diesen Gewichtungsfaktoren nicht in der Lage, den Rotorstrom mit der geforderten Dynamik einzustellen. Da es sich aber wie in Abschnitt 5.1.2 beschrieben, bei der MPC um einen Drehmomentregler handelt, werden die Statorströme genutzt, um den fehlenden Rotorstrom zu kompensieren. Durch den erhöhten q-Strom wird das synchrone Moment vermehrt durch i_q erzeugt und die betragsmäßige Vergrößerung des d-Stromes ermöglicht die Nutzung des Reluktanzmoments. Somit ist die MPC in der Lage, unter den gleichen

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Beschränkungen eine wesentlich höhere Drehmomentdynamik zu erzielen.

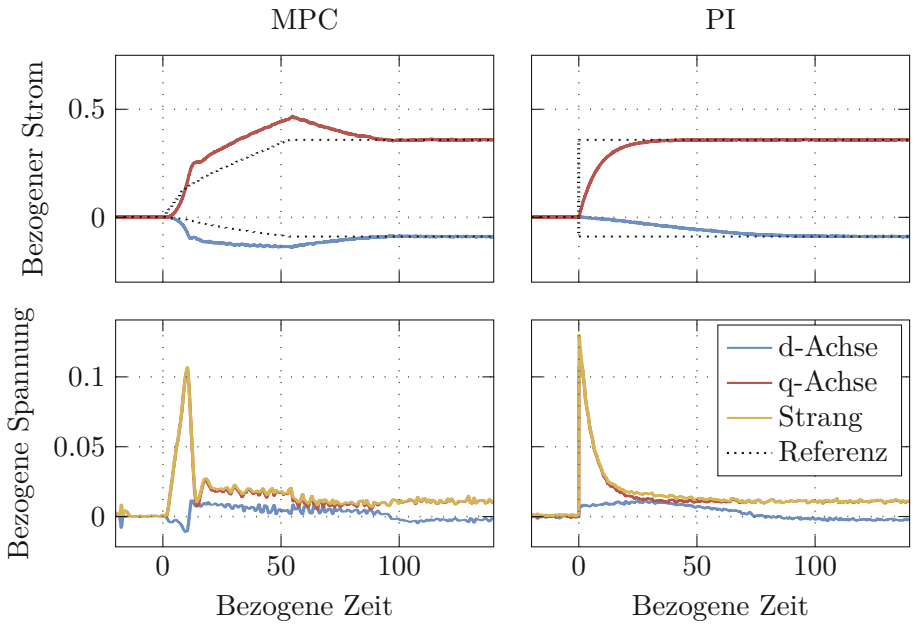


Abbildung 5.11: Statorströme und -spannungen des geregelten Systems.

5.3.2 Verhalten an der Statorspannungsgrenze

Das Verhalten der Regler an der Rotorspannungsgrenze wurde im vorherigen Abschnitt bereits gezeigt. In diesem Versuch gilt es nun das Verhalten an der Statorspannungsgrenze zu testen. Hierfür wird die EESM bei der Maximaldrehzahl von $n = 2.435$ betrieben und eine Drehmomentanforderung auf das maximal mögliche Drehmoment d. h. auf $m_d = 0.271$ angelegt. Dieser Extremfall ermöglicht es, das Systemverhalten bei sehr hohen Drehzahlen zu analysieren. Um bei diesen Drehzahlen weiterhin die statische Entkopplung durchzuführen wird die PWM-Frequenz auf 20 kHz erhöht.

Die optimalen Ströme wurden für $u_{s,max} = u_{DC}/\sqrt{3}$ bestimmt. Physikalisch kann jedoch eine maximale Ausgangsspannung von $2u_{DC}/3$ erzielt werden. Da der Rotorkreis im Wesentlichen die Dynamik bestimmt, wird die Statorspannungsgrenze bei $u_{DC} = 1.732$ im Testzyklus nie erreicht. Daher wurde für diesen Versuch die Zwischenkreisspannung auf $u_{DC} = 1.537$ reduziert, wodurch sich die dynamische Spannungsreserve von $u_{dyn} = 0.155$ auf etwa $u_{dyn} = 0.025$ reduziert.

Der resultierende Drehmomentverlauf ist in Abbildung 5.12 dargestellt. Beide Regler sind nach wie vor in der Lage, das geforderte Drehmoment stationär einzustellen. Die MPC erzielt am Anfang eine etwas höhere Drehmomentdynamik, die Einstellzeit beträgt aber letztendlich bei beiden Reglern etwa $t_s = 94$.

Der Anfangs schnellere Drehmomentanstieg ist wie in Abbildung 5.13 ersichtlich auf die bessere Rotorstromdynamik bei dem MPC geregelten System zurückzuführen. Die MPC nutzt die Rotorspannungsgrenze zudem wieder etwas länger aus als der PI-Regler.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

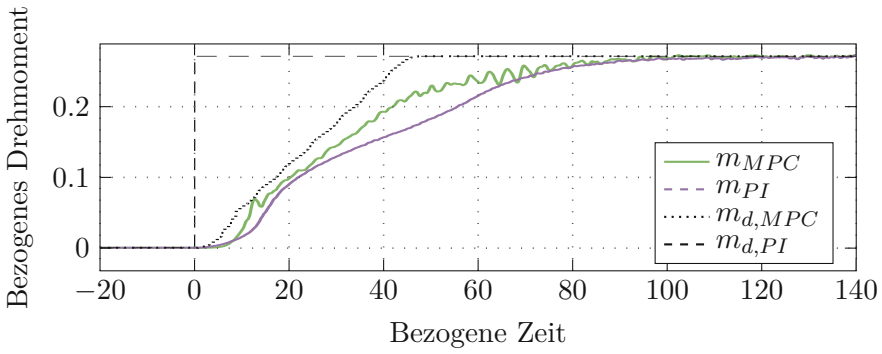


Abbildung 5.12: Drehmoment bei maximaler Drehzahl.

Der kurze Einbruch der Rotorspannung des PI geregelten Systems bei $t \approx 16$ ist auf den steilen Abfall von i_d zu diesem Zeitpunkt zurückzuführen. Hierdurch wird eine so hohe Spannung in den Rotorkreis induziert, dass durch die Entkopplung die Klemmenspannung am Rotor reduziert wird.

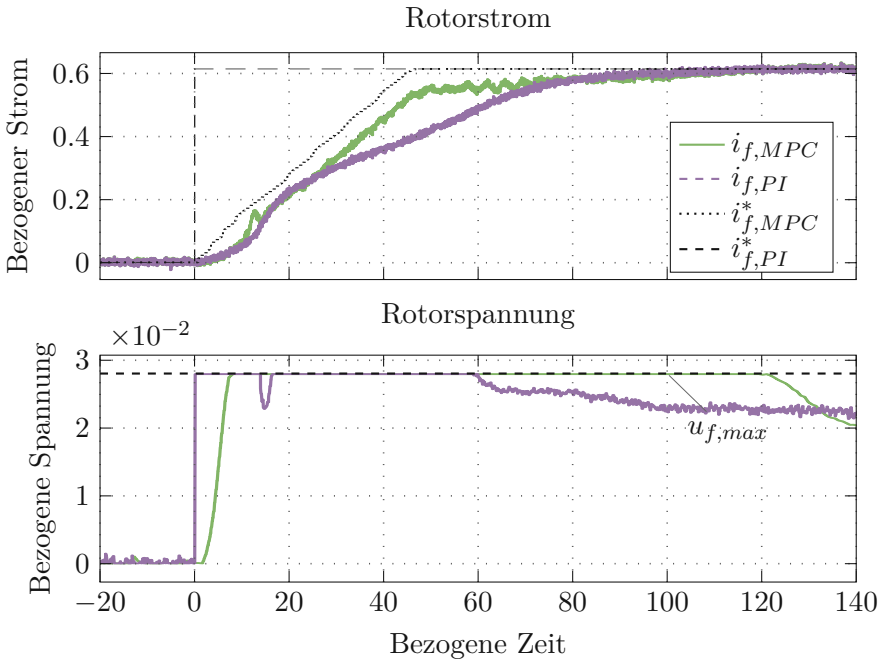


Abbildung 5.13: Rotorstrom und -spannung bei maximaler Drehzahl.

Die Strom- und Spannungsverläufe im Stator sind in Abbildung 5.14 abgebildet. Die MPC ist in der Lage, die gewünschten Statorströme einzustellen und die Statorspannungsgrenze einzuhalten. Aber aufgrund der fehlenden dynamischen Reserve ist keine nennenswerte Vergrößerung der Ströme über den stationären Endwert mehr möglich. Sobald der d-Strom zudem bei etwa $t = 45.6$ den stationären Endwert erreicht, wird keine zusätzliche Spannung mehr in den Rotorkreis induziert, weshalb die Steigung des

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Rotorstroms in Abbildung 5.13 stark abnimmt. Das PI geregelte System erreicht die Statorspannungsgrenze in diesem Versuch gar nicht. Dies ist auf den zeitgleichen Aufbau des Rotorstromes sowie des d-Stromes zurückzuführen. Durch die unterschiedliche Dynamik der d-Achse und des Rotorkreises befindet sich der d-Strom während des Rotorstromanstieges im quasistationären Zustand und die dynamische Spannungsreserve wird nicht benötigt.

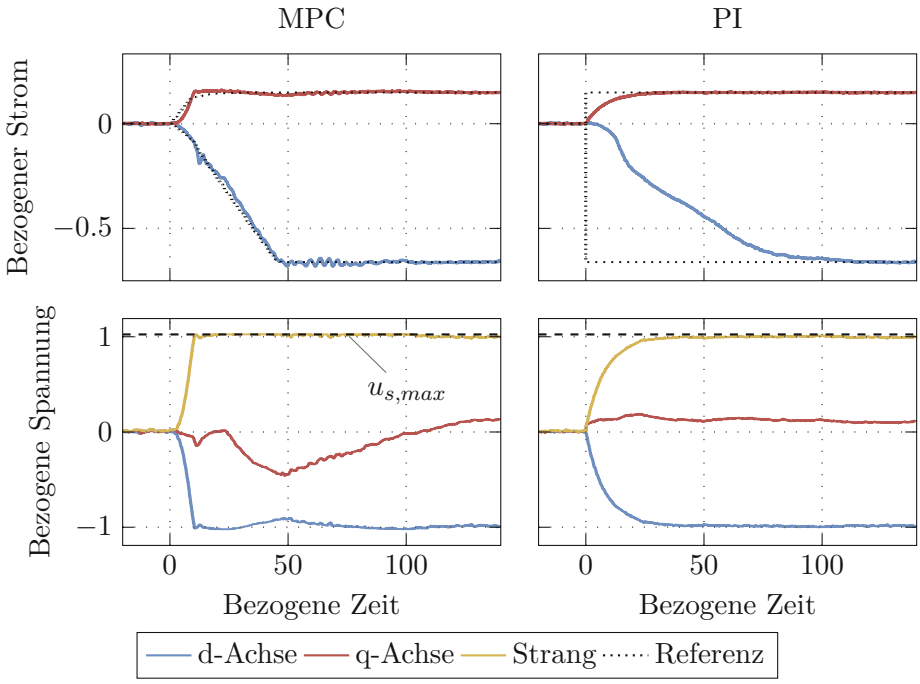


Abbildung 5.14: Statorstrom und -spannung bei maximaler Drehzahl.

5.3.3 Verhalten bei Parameterschwankungen

Zuletzt soll noch das Verhalten bei einer Abweichung der Parameter gezeigt werden. Hierfür wird ein Sprung bzw. Rampe auf $m_d = 0.321$ bei einer Drehzahl von $n = 0.393$ betrachtet. Die verwendeten Variationen sind in Tabelle 5.3 dargestellt. Der Rotorwiderstand wurde stark verändert, um die Unsicherheiten bei der Verwendung einer bürstenlosen EESM sichtbar zu machen. Diese Parameter wurden im Maschinenmodell geändert, die verbleibenden Elemente des Regelkreises wie die optimalen Stromkomponenten, die Stromregelung und das Kalman-Filter wurden weiterhin mit den nominellen Parametern betrieben.

Das Ergebnis ist in Abbildung 5.15 dargestellt. Das PI geregelte System erreicht einen stationären Endwert von $m \approx 0.329$, was einer Abweichung von etwa 2.7 % gegenüber der Referenz von $m_d = 0.321$ entspricht. Die Abweichung der MPC ist mit $m \approx 0.345$ (7.706 %) deutlich signifikanter.

Betrachtet man die Ströme in Abbildung 5.16 und Abbildung 5.17, dann ist auch sofort klar, weshalb der PI-Regler einen geringeren stationären Fehler erzielt als die MPC. Durch die Vorsteuerung der geschätzten Störung ist der PI-Regler weiterhin in der Lage,

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

Parameter	Symbol	Änderung
Flussverkettung d-Achse	ψ_d	+5 %
Flussverkettung q-Achse	ψ_q	-5 %
Flussverkettung Rotor	ψ_f	+5 %
Statorwiderstand	R_s	+1 %
Rotorwiderstand	R_f	+10 %

Tabelle 5.3: Parametervariationen

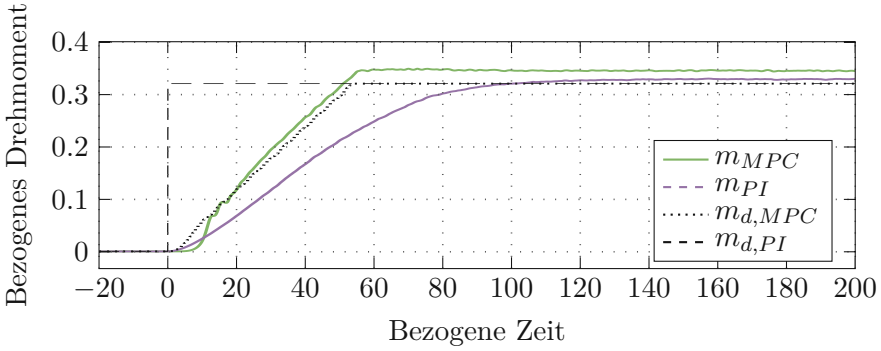


Abbildung 5.15: Drehmoment unter veränderten Parametern.

die Ströme korrekt einzustellen. Somit entsteht der Drehmomentfehler nur durch die vergleichsweise geringe Abweichung der Flussverkettungen. Bei der modellprädikativen Regelung hingegen kommt es insbesondere beim d-Strom sowie beim Rotorstrom zu deutlichen Abweichungen vom geforderten Wert. Die Abweichung des Rotorstroms ist nun wesentlich für die deutlich höhere Abweichung des Drehmoments verantwortlich. Daher ist es insbesondere für die Verwendung der MPC notwendig, den Rotorwiderstand möglichst genau bestimmen bzw. schätzen zu können.

In diesem Kapitel wurde eine PI sowie eine modellprädikative Regelstrategie zur Stromregelung der EESM vorgestellt. Die MPC nutzt hierbei direkt die Drehmomentreferenz m_d und erzielt somit gegenüber dem PI geregelten System innerhalb der Statorspannungsgrenze eine deutlich verbesserte Drehmomentdynamik. Die konkrete Implementierung der MPC erfolgte durch abschnittsweise Linearisierung des Systems am aktuellen Arbeitspunkt sowie darauffolgend die Lösung eines quadratischen Optimierungsproblems. Für den PI-Regler wurde das System durch die exakte Eingangs- Zustandslinearisierung zuerst linearisiert und durch eine Rückkopplung über ein P-Glied ein PT1 Verhalten eingestellt. Um auf konstante Störungen reagieren zu können, wurde darüber hinaus ein EKF mit Vorsteuerung der geschätzten Störung entworfen. In den Versuchen hat sich erwartungsgemäß herausgestellt, dass der PI-Regler insbesondere durch die langsame Rotordynamik eingeschränkt ist. Die modellprädikativen Regelung ist hingegen in der Lage, den fehlenden Rotorstrom zu kompensieren und somit direkt das geforderte Drehmoment einzustellen, wodurch eine sehr hohe Dynamik erreichbar ist. Bei Parameterschwankungen, insbesondere bei einer

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

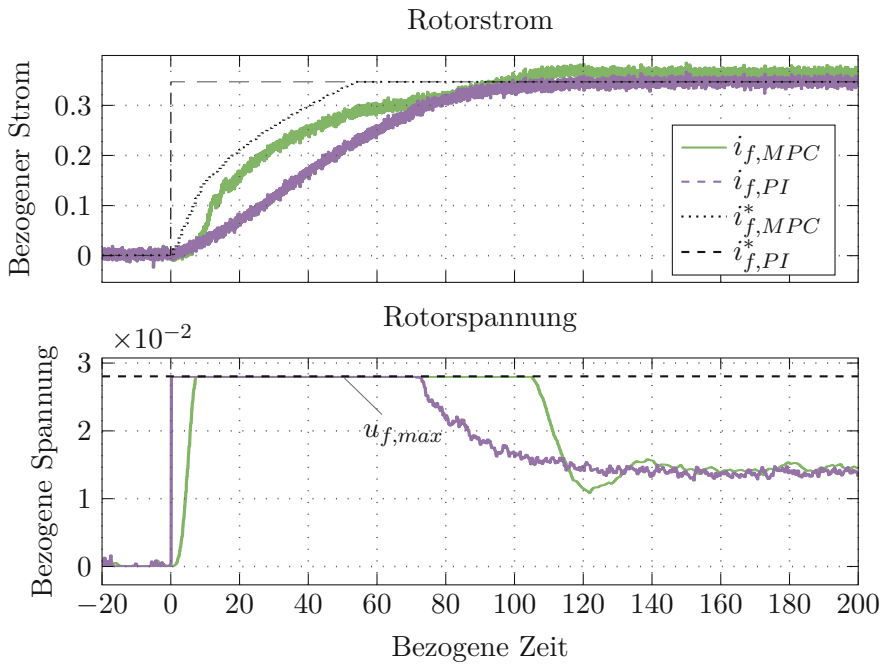


Abbildung 5.16: Rotorstrom und -spannung bei veränderten Parametern.

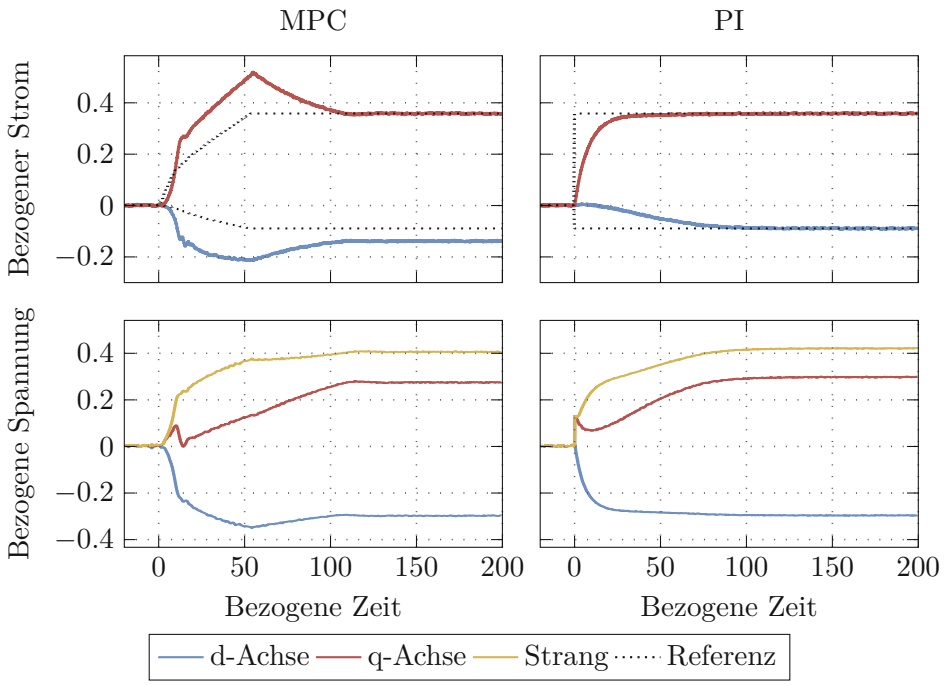


Abbildung 5.17: Statorströme und -spannungen bei veränderten Parametern.

Änderung des Rotorwiderstandes, ist das PI geregelten System durch die Vorsteuerung

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

der geschätzten Störung aber weiterhin in der Lage der Stromreferenz zu folgen. Bei der modellprädikativen Regelung hingegen führen Parameterschwankungen zu deutlichen Abweichungen von den geforderten Größen. Es ist daher zweckmäßig, in weiterführenden Arbeiten das Modell der MPC im Betrieb durch diverse Schätzer zu adaptieren, um die Robustheit weiter zu verbessern.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

6 Fazit

6.1 Zusammenfassung

Die im Zuge dieser Arbeit entwickelte Regelungsstrategie basiert auf den Methoden der feldorientierten Regelung und erweitert diese in geeigneter Weise, um eine elektrisch erregte Synchronmaschine in Kombination mit einem T-NPC Inverter zu regeln. Hierzu wurde ein Modell des Inverters sowie der EESM entwickelt. Das Motormodell kombiniert physikalisch motiviertes a-priori Wissen mit Daten aus FEM Analysen, um die magnetische Sättigung der Maschine möglichst gut abzubilden. Bei der Modellierung ist hierbei insbesondere die Invertierbarkeit der Induktivitätsmatrix im gesamten Betriebsbereich sicherzustellen, um die Passivität des Systems zu erhalten.

Dieses Modell wurde dann herangezogen, um die optimalen Ströme im stationären Zustand zu bestimmen. Hierbei wurde festgestellt, dass eine Minimierung der Verluste allein nicht zielführend ist, um die Maschine zu betreiben. Wie anhand qualitativer Betrachtungen gezeigt, führt die Minimierung der Kupferverluste bei magnetisch symmetrischen Maschinen im Grunddrehzahlbereich zu einer Gleichverteilung der Verluste zwischen Stator und Rotor. Da nun der Rotor der Maschine in der Regel wesentlich schwieriger zu kühlen ist, kann dies zu einer unzulässigen Erwärmung führen. Daher wurde die Optimierung um einen Gewichtungsfaktor λ_v erweitert, mit dem sich der Anteil der Rotorverluste an den Gesamtverlusten im Grunddrehzahlbereich direkt vorgeben lässt. Durch eine numerische Optimierung für das sättigungsbehaftete Motormodell wurde dann gezeigt, dass diese Vorgabe der Rotorverluste im Grunddrehzahlbereich auch unter Berücksichtigung der Sättigung näherungsweise zutrifft. Eine Verschiebung der Verluste im Bereich von $\pm 35\,\%$ führt dabei in etwa zu einer Erhöhung der Gesamtverluste um ca. $9\,\%$. Somit können mit dem vorgestellten Verfahren bei einer geringfügigen Erhöhung der Gesamtverluste die Verluste vom Rotor in den Stator verschoben werden. Dies ermöglicht einen verlustoptimalen Betrieb unter Berücksichtigung der thermischen Einschränkungen der Maschine.

Da die d-Achse und der Rotorkreis auf der gleichen magnetischen Achse liegen, weist die EESM in der dieser Achse eine Transformatorstruktur auf. Diese magnetische Kopplung führt, insbesondere im hochdynamischen Betrieb, zu Störungen. Die elektrisch erregte Synchronmaschine stellt somit ein nichtlineares MIMO System mit affinem Eingang dar. Außerdem wird die Dynamik des Drehmomentes wesentlich von der elektrischen Dynamik des Rotorkreises bestimmt. Für die Stromregelung der Maschine wurde daher ein modellprädikatives Regelverfahren vorgestellt. Dieses ermöglicht eine direkte Berücksichtigung der Drehmomentreferenz und ist somit in der Lage, eine wesentlich höhere Drehmomentdynamik als konventionelle Regelstrategien zu erzielen. Die konkrete Implementierung der MPC erfolgte hierbei mittels sequenzieller quadratischer Programmierung durch Linearisierung des Motormodells sowie der Beschränkungen am aktuellen Arbeitspunkt.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

Dieser Strategie wurde eine PI-Regelung bestehend aus einem flachheitsbasierten P-Regler inklusive einem *Extended Kalman Filter* mit Störschätzung gegenübergestellt. Auf Basis von Simulationen wurde die Überlegenheit der MPC hinsichtlich der Drehmomentdynamik gezeigt. Doch es wurde auch festgestellt, dass die PI-Regelung ein geringeres Rauschen aufweist und robuster gegenüber Parameterschwankungen ist. Je nach Rechenkapazität und geforderter Dynamik sind beide Regler in der Lage, die Stromregelung der EESM umzusetzen und die MIMO Charakteristik der EESM zu berücksichtigen.

Zudem wurde noch die Pulsmustergenerierung für den T-NPC Inverter behandelt. Hierbei wurde auf Basis des zuvor erstellen Invertermodells eine Strategie entwickelt, welche die Optimalität der *finite-control-set* MPC mit der Effizienz der Raumzeigermodulation kombiniert. Durch Prädiktion der Verluste sowie der erwarteten NP-Spannung ist das vorgestellte Verfahren in der Lage, die geforderte Ausgangsspannung mit deutlich geringeren Verlusten als die konventionelle Raumzeigermodulation zu erzeugen und zudem den Rippel des neutralen Punktes gering zu halten. Außerdem wurde das Optimierungsproblem dieser Strategie so angesetzt, dass eine Verschiebung der Verluste zwischen den horizontalen und den vertikalen Zweigen des Inverters möglich ist. Hierbei wurde gezeigt, dass eine Reduktion der Verluste des vertikalen Zweiges nur in geringem Umfang möglich ist. Durch fortschreitenden Zwei-Level Betrieb ist aber eine deutliche Reduktion der Verluste im horizontalen Zweig erzielbar. In Simulationen konnte dabei eine Reduktion der Rotorverluste um 9.93 % bei einer Erhöhung der Gesamtverluste um 7.78 % erzielt werden. Somit ist die vorgestellte Strategie in der Lage, die geforderten Ziele des NP-Balancing, der Verlustminimierung sowie der Verschiebung von Verlusten umzusetzen.

In dieser Arbeit wurde somit ein Regelungskonzept erarbeitet und simulativ getestet, mit dem eine Drehmomentregelung einer elektrisch erregten Synchronmaschine mit einem T-NPC Inverter unter Berücksichtigung der wesentlichen sekundären Regelziele umsetzbar ist.

6.2 Ausblick

Auch wenn diese Arbeit die betrachtete Antriebsanordnung umfassend behandelt, so bleibt noch viel Raum für weitere Untersuchungen. Die Modellierung der elektrisch erregten Synchronmaschine bietet z. B. viel Potenzial für weiterführende Arbeiten. Einerseits gilt es das Verhalten im gesamten Betriebsbereich mit FEM Daten abzubilden. Doch auch die Berücksichtigung der Kreuzverkopplung, also der gegenseitigen Abhängigkeit der d-Achse und der q-Achse, sollte im Motormodell Berücksichtigung finden. Insbesondere bei hoch ausgenutzten Maschinen ist die Modellierung dieser Abhängigkeiten für die korrekte Bestimmung des Drehmomentes notwendig. Darüber hinaus gilt es das Modell an der realen Maschine zu validieren und auch das thermische Verhalten genauer zu untersuchen.

Die Modellierung des Inverters und insbesondere die vorgestellte Strategie zur Pulsmustergenerierung kann in zukünftigen Arbeiten ebenfalls erweitert werden. Vor allem die Schwankung des neutralen Punktes mit der dritten Harmonischen der Grundwelle sollte systematisch untersucht und berücksichtigt werden. Darüber hinaus gilt es auch das Verhalten im Bereich der Übermodulation genauer zu untersuchen und Wege zu finden, mit dem nicht kompensierbaren Anteil der NP-Spannung umzugehen.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

Besonders viel Potenzial für weitere Untersuchungen bietet die modellprädikative Regelung. Die MPC konnte nur in Simulationen getestet werden, es gilt also herauszufinden, inwiefern eine Implementierung auf einem Mikrocontroller umsetzbar ist. Da die MPC eine statische Funktion darstellt, ist darüber hinaus eine Approximation mithilfe von neuronalen Netzwerken anzudenken. Diese Vorgehensweise bietet die Möglichkeit, die Regelgüte der MPC mit der Geschwindigkeit einer statischen Funktion zu kombinieren und somit einen sehr performanten Regler zu schaffen.

Dieser Ausblick zeigt, dass es noch viel Potenzial im Bereich der optimalen Drehmomentregelung der EESM mit dem T-NPC Inverter gibt. Insbesondere die Verwendung und Erweiterung von optimalen Regelstrategien in Kombination mit maschinellem Lernen bietet ein großes Potenzial für die Zukunft.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

A Berechnungen

A.1 Umrechnung der Rotorgrößen auf die Statorseite

Die Erregerspule und die Induktivität der d-Achse liegen in der gleichen magnetischen Achse und teilen sich den magnetischen Pfad. Somit tragen beide Ströme i_d und i_f zur Erzeugung des magnetischen Flusses in der d-Achse bzw. des Rotors bei. Es ist daher für manche Betrachtungen zweckmäßig, den Rotorstrom auf die Statorseite umzurechnen, um die magnetische Wirkung einheitlich darzustellen [26].

Um eine Basis für die Umrechnung zu schaffen, wird das Modell mit konstanten Induktivitäten betrachtet und (2.12a) um $\pm L_{df}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_d\ddot{u}$ und (2.12c) um $\pm L_{df}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}i_d/\ddot{u}$ erweitert. Somit ergibt sich

$$u_d = R_s i_d + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_d - L_{df}\ddot{u})i_d + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}L_{df}\ddot{u}\left(i_d + \frac{i_f}{\ddot{u}}\right) - \omega_{el}L_q i_q \tag{A.1a}$$

$$\ddot{u}u_f = \ddot{u}\left(R_f i_f + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(L_f - \frac{L_{df}}{\ddot{u}}\right)i_f + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\frac{L_{df}}{\ddot{u}}\left(\frac{3}{2}i_d\ddot{u} + i_f\right)\right) \tag{A.1b}$$

Der Term $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_d - L_{df}\ddot{u})$ in (A.1a) beschreibt hierbei die primärseitige Streuinduktivität. Diese soll nun eliminiert werden, wodurch die gesamte Streuung der Rotorseite zugerechnet wird. Durch die Wahl

$$\ddot{u} = \frac{L_d}{L_{df}} \tag{A.2}$$

ergibt sich (A.1) zu

$$u_d = R_s i_d + L_d\left(\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} + \frac{\mathrm{d}i'_f}{\mathrm{d}t}\right) - \omega_{el}L_q i_q \tag{A.3a}$$

$$u'_f = R'_f i'_f + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{L_f L_d^2}{L_{df}^2} - L_d\right)i'_f + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}L_d\left(\frac{3}{2}i_d + i'_f\right) \tag{A.3b}$$

wobei die Substitutionen $u'_f = u_f\ddot{u}$, $R'_f = R'_f\ddot{u}^2$ und $i'_f = i_f/\ddot{u}$ verwendet wurden. Wird nun noch der Kopplungsfaktor

$$\kappa = \frac{L_{df}}{\sqrt{L_d L_f}} \tag{A.4}$$

eingeführt, ergeben sich die Spannungsgleichungen der EESM letztendlich zu

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

$$u_d = R_s i_d + L_d \left(\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} + \frac{\mathrm{d}i'_f}{\mathrm{d}t} \right) - \omega_{el} L_q i_q \ , \tag{A.5a}$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_{el} L_d \left(i_d + i'_f \right) \tag{A.5b}$$

$$u'_f = R'_f i'_f + \frac{L_d}{\kappa^2} \frac{\mathrm{d}i'_f}{\mathrm{d}t} + \frac{3}{2} L_d \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} \ . \tag{A.5c}$$

Man sieht, dass i'_f im Stator die gleiche magnetische Wirkung wie i_d entfaltet und die Kopplungsinduktivität L_{df} sowie die Induktivität des Rotorkreises L_f in (A.5) nicht mehr explizit vorkommt.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

B Literatur

[1] European Commission and Directorate-General for Communication, *The European Green Deal – Delivering the EU's 2030 climate targets*, 2023. DOI: 10.2775/783179.

[2] M. Maarten, „Life Cycle Analysis of the Climate Impact of Electric Vehicles“, Vrije Universiteit Brussel, Techn. Ber., Okt. 2017.

[3] S. Verma, G. Dwivedi und P. Verma, „Life cycle assessment of electric vehicles in comparison to combustion engine vehicles: A review“, *Materials Today: Proceedings*, International Conference on Advancement in Materials, Manufacturing and Energy Engineering (ICAMME-2021), Jg. 49, S. 217–222, Jän. 2022. DOI: 10.1016/j.matpr.2021.01.666.

[4] M. S. Koroma, N. Brown, G. Cardellini und M. Messagie, „Prospective Environmental Impacts of Passenger Cars under Different Energy and Steel Production Scenarios“, *Energies*, Jg. 13, Nr. 23, S. 6236, Jän. 2020. DOI: 10.3390/en13236236.

[5] M. S. Koroma u. a., „Life cycle assessment of battery electric vehicles: Implications of future electricity mix and different battery end-of-life management“, *The Science of the Total Environment*, Jg. 831, S. 154 859, Juli 2022. DOI: 10.1016/j.scitotenv.2022.154859.

[6] A. Albatayneh, M. N. Assaf, D. Alterman und M. Jaradat, „Comparison of the Overall Energy Efficiency for Internal Combustion Engine Vehicles and Electric Vehicles“, *Environmental and Climate Technologies*, Jg. 24, Nr. 1, S. 669–680, Jän. 2020. DOI: 10.2478/rtuect-2020-0041.

[7] S. Satpathy, S. Bhattacharya und V. Veliadis, „Comprehensive Loss Analysis of Two-level and Three-Level Inverter for Electric Vehicle Using Drive Cycle Models“, in *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Okt. 2020, S. 2017–2024. DOI: 10.1109/iecon43393.2020.9254520.

[8] A. Poorfakhraei, M. Narimani und A. Emadi, „A Review of Multilevel Inverter Topologies in Electric Vehicles: Current Status and Future Trends“, *IEEE Open Journal of Power Electronics*, Jg. 2, S. 155–170, 2021. DOI: 10.1109/ojpel.2021.3063550.

[9] W. Taha, B. Nahid-Mobarakeh und J. Bauman, „Efficiency Evaluation of 2L and 3L SiC-Based Traction Inverters for 400V and 800V Electric Vehicle Powertrains“, in *2021 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, Juni 2021, S. 625–632. DOI: 10.1109/itec51675.2021.9490082.

[10] K. S. Mohammad und A. S. Jaber, „Comparison of electric motors used in electric vehicle propulsion system“, *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, Jg. 27, Nr. 1, S. 11, Juli 2022. DOI: 10.11591/ijeecs.v27.i1.pp11-19.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

[11] G. Mademlis, Y. Liu, J. Tang, L. Boscaglia und N. Sharma, „Performance Evaluation of Electrically Excited Synchronous Machine compared to PMSM for High-Power Traction Drives“, in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Bd. 1, Aug. 2020, S. 1793–1799. DOI: 10.1109/icem49940.2020.9270852.

[12] A. Nordelöf, E. Grunditz, S. Lundmark, A.-M. Tillman, M. Alatalo und T. Thiringer, „Life cycle assessment of permanent magnet electric traction motors“, *Transportation Research Part D: Transport and Environment*, Jg. 67, S. 263–274, Feb. 2019. DOI: 10.1016/j.trd.2018.11.004.

[13] J. D. Widmer, R. Martin und M. Kimiabeigi, „Electric vehicle traction motors without rare earth magnets“, *Sustainable Materials and Technologies*, Jg. 3, S. 7–13, Apr. 2015. DOI: 10.1016/j.susmat.2015.02.001.

[14] A. K. Venkitaraman und V. S. R. Kosuru, „Trends and Challenges in Electric Vehicle Motor Drivelines - A Review“, *International Journal of Electrical and Computer Engineering Systems*, Jg. 14, Nr. 4, S. 485–495, Apr. 2023. DOI: 10.32985/ijeces.14.4.12.

[15] R. S und J. R, „Review on electric mobility: Trends, challenges and opportunities“, *Results in Engineering*, Jg. 23, S. 102 631, Sep. 2024. DOI: 10.1016/j.rineng.2024.102631.

[16] V. Madonna, C. M. Meano, R. Cossu, M. Pensato und K. F. Hansen, „Investigating the Impact of Material Cost Fluctuations on the Total Manufacturing Cost of EV Traction Machines“, in *2023 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, Apr. 2023, S. 1–6. DOI: 10.1109/wemdcd55819.2023.10110901.

[17] E. M. Illiano, „Design of a highly efficient brushless current excited synchronous motor for automative purposes.“, Diss., ETH Zürich, Zürich, 2014. DOI: 10.3929/ethz-a-010433793.

[18] J. Tang, „Design and Control of Electrically Excited Synchronous Machines for Vehicle Applications“, Diss., Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2021.

[19] J. Richter, *Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen*. Karlsruhe: KIT Scientific Publishing, 2016. DOI: 10.5445/ksp/1000057097.

[20] B. Kerdsup und M. Masomtob, „Comparative Design between Induction Motor and Synchronous Reluctance Motor used for Electric Vehicle Conversion“, in *2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Chiang Mai, Thailand: Ieee, Nov. 2022, S. 1–4. DOI: 10.1109/icems56177.2022.9982809.

[21] M. Margner und W. Hackmann, „Control challenges of an externally excited synchronous machine in an automotive traction drive application“, in *2010 Emobility - Electrical Power Train*, Leipzig, Germany: Ieee, Nov. 2010, S. 1–6. DOI: 10.1109/emobility.2010.5668056.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

[22] C. Stancu, T. Ward, K. M. Rahman, R. Dawsey und P. Savagian, „Separately Excited Synchronous Motor With Rotary Transformer for Hybrid Vehicle Application“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 54, Nr. 1, S. 223–232, Jän. 2018. DOI: 10.1109/tia.2017.2757019.

[23] A. Littau, B. Wagner, S. Köhler, A. Dietz und S. Weber, „Design of Inductive Power Transmission into the Rotor of an Externally Excited Synchronous Machine“, Technische Universität München, Techn. Ber., 2014.

[24] S. Müller, D. Maier und N. Parspour, „Inductive Electrically Excited Synchronous Machine for Electrical Vehicles—Design, Optimization and Measurement“, *Energies*, Jg. 16, Nr. 4, S. 1657, Jän. 2023. DOI: 10.3390/en16041657.

[25] A. Huber, „BMW wechselt mit dem iX3 sein E-Motorenkonzept“, *Auto Bild*, Okt. 2023.

[26] R. Grune, „Verlustoptimaler Betrieb einer elektrisch erregten Synchronmaschine für den Einsatz in Elektrofahrzeugen“, Diss., Technische Universität Berlin, Berlin, 2013. DOI: 10.14279/depositonce-3485.

[27] C. Köllner, „Etabliert sich die 800-V-Systemarchitektur im Massenmarkt?“, *springerprofessional.de*, März 2024.

[28] A. Choudhury, P. Pillay, M. Amar und S. S. Williamson, „Performance comparison study of two and three-level inverter for electric vehicle application“, in *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Juni 2014, S. 1–6. DOI: 10.1109/itec.2014.6861852.

[29] M. Schweizer, T. Friedli und J. W. Kolar, „Comparative Evaluation of Advanced Three-Phase Three-Level Inverter/Converter Topologies Against Two-Level Systems“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 60, Nr. 12, S. 5515–5527, Dez. 2013. DOI: 10.1109/tie.2012.2233698.

[30] M. Frivaldsky, J. Sedo, P. Resutik und B. Hanko, „Comparisons of operational performance between T-NPC, NPC and A-NPC multilevel converters“, in *2022 Elektro (Elektro)*, Mai 2022, S. 1–4. DOI: 10.1109/elektro53996.2022.9803342.

[31] H. Komurcugil und S. Bayhan, „Chapter 2 - Neutral-point-clamped and T-type multilevel inverters“, in *Multilevel Inverters*, E. Kabalcı, Hrsg., Academic Press, 2021, S. 29–56. DOI: 10.1016/B978-0-12-821668-2.00003-9.

[32] M. Schweizer und J. W. Kolar, „Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 28, Nr. 2, S. 899–907, Feb. 2013. DOI: 10.1109/tpel.2012.2203151.

[33] E. Kabalcı, „Chapter 1 - Introduction to multilevel voltage source inverters“, in *Multilevel Inverters*, E. Kabalcı, Hrsg., Academic Press, 2021, S. 1–27. DOI: 10.1016/B978-0-12-821668-2.00015-5.

[34] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2015. DOI: 10.1007/978-3-642-30096-7.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

[35] D. Schröder und R. Kennel, *Elektrische Antriebe – Grundlagen: Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben*. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag GmbH, 2021. DOI: 10.1007/978-3-662-63101-0.

[36] R. Mocanu und A. Onea, „Simple adaptive control of externally excited synchronous machine“, in *2016 20th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, Okt. 2016, S. 555–560. DOI: 10.1109/icstcc.2016.7790724.

[37] R. Mocanu und A. Onea, „Robust optimal control of Externally Excited Synchronous Machine based on passivity theory“, in *2017 18th International Carpathian Control Conference (ICCC)*, Sinaia, Romania: Ieee, Mai 2017, S. 162–166. DOI: 10.1109/CarpathianCC.2017.7970390.

[38] O. Haala, B. Wagner, M. Hofmann und M. Marz, „Optimal Current Control of Externally Excited Synchronous Machines in Automotive Traction Drive Applications“, *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, Jg. 7, Nr. 9, 2013.

[39] D. Hwang und B.-G. Gu, „Field Current Control Strategy for Wound-Rotor Synchronous Motors Considering Coupled Stator Flux Linkage“, *IEEE Access*, Jg. 8, S. 111 811–111 821, 2020. DOI: 10.1109/access.2020.3001866.

[40] J. Tang, B. Jiang, L. Boscaglia, H. Chen, Y. Liu und S. Lundberg, „Comprehensive Dynamic Current Control of Electrically Excited Synchronous Machines With Magnetic Mutual Couplings“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, S. 1–12, 2024. DOI: 10.1109/tie.2024.3368104.

[41] Y. Jiao, F. C. Lee und S. Lu, „Space Vector Modulation for Three-Level NPC Converter With Neutral Point Voltage Balance and Switching Loss Reduction“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 29, Nr. 10, S. 5579–5591, Okt. 2014. DOI: 10.1109/tpel.2013.2294274.

[42] X. Zhao u. a., „An Enhanced Modulation Scheme for Multi-Level T-Type Inverter With Loss Balance and Reduction“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 38, Nr. 11, S. 14 050–14 064, Nov. 2023. DOI: 10.1109/tpel.2023.3289508.

[43] U.-M. Choi, J.-S. Lee und K.-B. Lee, „New Modulation Strategy to Balance the Neutral-Point Voltage for Three-Level Neutral-Clamped Inverter Systems“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Jg. 29, Nr. 1, S. 91–100, März 2014. DOI: 10.1109/tec.2013.2293502.

[44] J. Pou, J. Zaragoza, S. Ceballos, M. Saeedifard und D. Boroyevich, „A Carrier-Based PWM Strategy With Zero-Sequence Voltage Injection for a Three-Level Neutral-Point-Clamped Converter“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 27, Nr. 2, S. 642–651, Feb. 2012. DOI: 10.1109/tpel.2010.2050783.

[45] S. Basak, S. Paul, A. Dholakia, S. Ghotgalkar und K. Basu, „A Carrier-Based Implementation of a Nearest Three Space-Vector PWM Strategy of Three-Level Inverter“, in *2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Jaipur, India: Ieee, Dez. 2022, S. 1–7. DOI: 10.1109/pedes56012.2022.10080056.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

[46] V. Jayakumar, B. Chokkalingam und J. L. Munda, „A Comprehensive Review on Space Vector Modulation Techniques for Neutral Point Clamped Multi-Level Inverters“, *IEEE Access*, Jg. 9, S. 112 104–112 144, 2021. DOI: 10.1109/access.2021.3100346.

[47] N. Celanovic und D. Boroyevich, „A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 15, Nr. 2, S. 242–249, März 2000. DOI: 10.1109/63.838096.

[48] H. Xu, A. Bubert, M. Laumen und R. W. De Doncker, „Active Neutral-Point Balancing of Three-Level Neutral-Point-Clamped Traction Inverters“, in *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2018, S. 2256–2261. DOI: 10.23919/icems.2018.8549060.

[49] A. Zorig, S. Barkat und A. Sangwongwanich, „Neutral Point Voltage Balancing Control Based on Adjusting Application Times of Redundant Vectors for Three-Level NPC Inverter“, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Jg. 10, Nr. 5, S. 5604–5613, Okt. 2022. DOI: 10.1109/jestpe.2022.3186927.

[50] Y. Nie, I. P. Brown und D. C. Ludois, „Deadbeat-Direct Torque and Flux Control for Wound Field Synchronous Machines“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 65, Nr. 3, S. 2069–2079, März 2018. DOI: 10.1109/tie.2017.2739696.

[51] R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, J. Rodriguez und J. Pontt, „Predictive Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 54, Nr. 5, S. 2697–2705, Okt. 2007. DOI: 10.1109/tie.2007.899854.

[52] I. Harbi u. a., „Model-Predictive Control of Multilevel Inverters: Challenges, Recent Advances, and Trends“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 38, Nr. 9, S. 10 845–10 868, Sep. 2023. DOI: 10.1109/tpel.2023.3288499.

[53] T. Geyer, *Model Predictive Control of High Power Convertersand Industrial Drives*, 1. Aufl. Wiley, Nov. 2016. DOI: 10.1002/9781119010883.

[54] A. Gneiting, S. Müller und N. Parspour, „Sensorless Estimation of Rotor Current and Rotor Position for Inductive Electrically Excited Synchronous Machines“, in *2023 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, San Francisco, CA, USA: Ieee, Mai 2023, S. 1–6. DOI: 10.1109/iemdc55163.2023.10238998.

[55] S. Kohler und B. Wagner, „Control of the excitation current of an externally excited synchronous machine supplied by an inductive energy transfer system“, in *2018 Thirteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, Monte-Carlo: Ieee, Apr. 2018, S. 1–8. DOI: 10.1109/ever.2018.8362358.

[56] D. Schröder und R. Marquardt, Hrsg., *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2019. DOI: 10.1007/978-3-662-55325-1.

[57] V. N. R. Yaramasu, „Predictive Control Of Multilevel Converters For Megawatt Wind Energy Conversion Systems“, Diss., Ryerson Univeristy, 2014.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

[58] R. W. Erickson und D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*. Cham: Springer International Publishing, 2020. DOI: 10.1007/978-3-030-43881-4.

[59] R. H. Park, „Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I“, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Jg. 48, Nr. 3, S. 716–727, Juli 1929. DOI: 10.1109/t-aiee.1929.5055275.

[60] T. Gemaßmer, *Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten*. Karlsruhe: KIT Scientific Publishing, 2015. DOI: 10.5445/KSP/1000046666.

[61] J. Tang und Y. Liu, „Dynamic Current Control to Compensate for Magnetic Mutual Coupling in Electrically Excited Synchronous Machines“, in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Bd. 1, Aug. 2020, S. 1779–1785. DOI: 10.1109/icem49940.2020.9270842.

[62] European Automobile Manufacturers Association, „From NEDC to WLTP: what will change?“, *WLTPfacts.eu*,

[63] M. Tutuianu u. a., „Development of the World-wide harmonized Light duty Test Cycle (WLTC) and a possible pathway for its introduction in the European legislation“, *Transportation Research Part D: Transport and Environment*, Jg. 40, S. 61–75, Okt. 2015. DOI: 10.1016/j.trd.2015.07.011.

[64] H. Peng u. a., „Improved Space Vector Modulation for Neutral-Point Balancing Control in Hybrid-Switch-Based T-Type Neutral-Point-Clamped Inverters With Loss and Common-Mode Voltage Reduction“, *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, Jg. 4, Nr. 4, Dez. 2019. DOI: 10.24295/cpsstpea.2019.00031.

[65] J. B. Rawlings, D. Q. Mayne und M. Diehl, *Model Predictive Control: Theory, Computation, and Design*, 2nd edition. Santa Barbara: Nob Hill Publishing, LLC, 2024.

[66] A. Steinböck, *Skriptum zur VU Optimierungsbasierte Regelungsmethoden (SS 2024)*, Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik, TU Wien, 2024.

[67] J. Nocedal und S. J. Wright, *Numerical optimization* (Springer series in operations research and financial engineering), 2nd ed. New York: Springer, 2006. DOI: 10.1007/978-0-387-40065-5.

[68] T. Frey und M. Bossert, *Signal- und Systemtheorie*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner, 2009. DOI: 10.1007/978-3-8348-9292-8.

[69] M. Gerdts, *Optimal Control of ODEs and DAEs:* DE GRUYTER, Dez. 2012. DOI: 10.1515/9783110249996.

[70] MathWorks, *Quadratic Programming Algorithms*.

[71] L. Grüne und J. Pannek, *Nonlinear Model Predictive Control: Theory and Algorithms* (Communications and Control Engineering), 2nd ed. 2017. Cham: Springer, 2017. DOI: 10.1007/978-3-319-46024-6.

[72] A. Isidori, *Nonlinear control systems* (Communications and control engineering), Third edition. London: Springer, 1995. DOI: 10.1007/978-1-84628-615-5.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU Bibliothek Your knowledge hub WIEN

[73] D. Simon, *Optimal State Estimation: Kalman, H-Infinity, and Nonlinear Approaches*, en, 1. Aufl. Wiley, Mai 2006. DOI: 10.1002/0470045345.

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Arbeit gemäß dem Code of Conduct - Regeln zur Sicherung guter wissenschaftlicher Praxis (in der aktuellen Fassung des jeweiligen Mitteilungsblattes der TU Wien), insbesondere ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel, angefertigt wurde. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet. Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, im November 2024

Bernd Kramer

Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.
TU WIEN Bibliothek Your knowledge hub