



Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

**Sensorlose Hystereseregulung  
einer permanenterregten Transversalflussmaschine**

Johannes Gabriel Bauer

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Ulf Schlichtmann

Prüfende/-r der Dissertation: 1. Prof. Dr.-Ing. Ralph Kennel  
2. Prof. Dr.-Ing. Nejila Parspour

Die Dissertation wurde am 08.02.2017 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 12.02.2018 angenommen.



---

# Vorwort

---

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Hochschule für angewandte Wissenschaften Landshut. Hervorragend betreut wurde ich dabei fachlich wie menschlich von Prof. Dr.-Ing. Alexander Kleimaier, der mich zusammen mit Dr.-Ing. Claus Müller und Dipl.-Ing. Bernhard Hoffmann ermutigte diese Dissertation zu verfassen.

Durch die Partizipation am Lehrstuhl für Elektrische Antriebssysteme und Leistungselektronik der Technischen Universität München profitierte meine Arbeit von dessen umfassenden Fachwissen auf dem Gebiet der sensorlosen Regelungsverfahren. Ich danke Prof. Dr.-Ing. Ralph Kennel für die engagierte universitäre Betreuung und die Unterstützung seines Lehrstuhls. Bei Prof. Dr.-Ing. Nejila Parspour bedanke ich mich für das Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Koreferats sowie bei Prof. Dr.-Ing. Ulf Schlichtmann für die Übernahme des Vorsitzes. Für den Erfahrungsaustausch auf dem Gebiet der Hystereseregulungsverfahren bedanke ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Dierk Schröder.

Die umfangreichen Labor- und Prüfstandsarbeiten konnte ich beim Projektinitiator Compact Dynamics GmbH in Starnberg durchführen. Für die tatkräftige Unterstützung möchte ich mich bei allen Mitarbeitern herzlich bedanken.

Meinen Eltern danke ich für ihre stetige Unterstützung. Ich danke meiner geliebten Frau Sabine und unseren wundervollen Kindern Daniel und Elias.

Neuried, im Juni 2016

J. Bauer



---

# Kurzfassung

---

Die vorliegende Arbeit umfasst die Untersuchung von Aspekten der sensorlosen Winkelbestimmung an der permanenterregten Transversalflussmaschine (TFM) DYNAX sowie den darauf basierenden Entwurf und die Ergebnisse einer Beobachterstruktur mit Hysteresestromregelung. Markante Merkmale der Maschine sind der Scheibenaufbau des Klauenpolstators ohne überlagertem Flussvektor, der Verzicht auf einen Rückschluss im Rotor und die sehr hohen Polwechselfrequenzen durch die Maximaldrehzahl  $10.000 \text{ min}^{-1}$  bei der Polpaarzahl 40. Zur Bestimmung des Rotorwinkels im vollen Betriebsbereich werden sowohl Injektions- als auch Grundwellenverfahren diskutiert.

Ausgehend von der Topologie des Magnetkreises wurde ein analytisches Grundwellenmodell parametrisiert. Der Ansatz verdeutlicht die Analogie der TFM zur PMSM. In der TFM erfolgt eine mechanische Überlagerung der einsträngig erzeugten Drehmomente, während die Überlagerung bei der PMSM magnetisch im Luftspalt erfolgt. Bekannte grundwellenbasierte Verfahren zur sensorlosen Winkelbestimmung, die sich für PMSM eignen, können somit uneingeschränkt auch für die TFM eingesetzt werden.

Zur zusätzlichen Abbildung der speziellen induktiven Verhältnisse wird ein neues analytisches Modell vorgestellt. Dieses wird der dreidimensionalen Klauenpolgeometrie gerecht und eignet sich sowohl zur Bestimmung der winkelabhängigen Induktivitätsparameter als auch zur transienten Simulation mit Regelungsalgorithmen. Den Ergebnissen nach ist eine Winkelbestimmung im Stillstand via Signalinjektion prinzipiell möglich. Bekannte Algorithmen, die auf unterschiedlichen Werten für Längs- und Querinduktivität basieren, lassen einen stabilen Betrieb jedoch nur bei kleinsten Drehmomenten zu.

Basierend auf den Simulationsergebnissen wurde eine Beobachterstruktur mit neuem Injektions- und Grundwellenverfahren implementiert. Dabei wird das Winkelsystem unter Last bei aktiver Signalinjektion an den absoluten Induktivitätswerten und nicht an deren Differenz ausgerichtet. Die notwendige Kalibrierung von Induktivitätskennfeldern erfolgt vollautomatisch. Weitere Parameter werden zur Laufzeit identifiziert. Durch die Kombination von Beobachter und Hystereseregler, wie sie in der Literatur nicht beschrieben ist, lassen sich Synergien nutzen. Zur Signalinjektion wird ein neues Hystereseverfahren vorgestellt. Das Grundwellenverfahren kann mit dem bekannten, prädiktiven Hystereseregler eingesetzt werden.

Der Prüfstandsbetrieb mit verschiedenen Lastzyklen demonstrierte stabiles Verhalten des neuen Regelkonzepts im kompletten Betriebsbereich. Dabei wurde eine für Hystereseregler typische, hervorragende Drehmomentdynamik erzielt. Der teilweise unruhige Winkelverlauf der Injektionsverfahren wirkt sich nur im geringen Maße auf das erzeugte Drehmoment aus. Eine Weiterentwicklung des Konzepts zur Serienreife scheint sinnvoll und könnte dem TFM-Antriebssystem neue Anwendungsfelder erschließen.



---

# Abstract

---

The title of the presented thesis is „Sensorless Hysteresis Control of a Permanent Magnet Transverse Flux Machine“. Aspects of sensorless angle estimation with the TFM DYNAX are discussed and a proper observer structure with hysteresis current control is proposed. The disc design of the stator with clawpoles, the absence of a superposed rotating flux vector and the very high fundamental frequencies through speed range up to 10.000rpm with 40 polepairs are the specific characteristics of the machine. The rotor angle is observed over full speed range via evaluation of injected higher frequency signals and current fundamentals.

An analytic model based on the disc design is set up and parametrized. The approach shows the analogy between the fundamental properties of the TFM to those of conventional PMSM variants with radial flux vector. Thus known algorithms based on fundamentals for angle estimation of PMSM are suitable for the TFM as well.

In order to simulate also the characteristic inductive behavior of the disc design a new analytical model is proposed. The model depicts the three dimensional claw geometry and is suitable for the estimation of the inductance parameters in the rotating reference frame as well as for transient simulation of control algorithms. According to the simulation results, angle estimation based on signal injection is applicable for the TFM at standstill. However, known algorithms that are based on a difference in the inductance parameters of direct and quadrature axis show stable behavior only at operating points with zero or low load.

Due to the simulation results an observer control structure with signal injection and evaluation of fundamentals is implemented. Doing this at loaded operation with signal injection the angle system is not aligned with the difference of the inductances but with their absolute values. The algorithm needs proper calibration of inductance maps which is done fully automatically. Additional parameters are estimated during runtime. It is possible to exploit synergies by combination of hysteresis control and sensorless angle estimation. For signal injection a new hysteresis current control algorithm is proposed. Current control with estimation algorithms based on fundamentals is done by the known predictive hysteresis current control scheme.

Experimental results at the test stand demonstrate stable operation of the proposed observer solution in full speed and torque range. Concurrently excellent torque response is achieved by the hysteresis current control algorithm. The impact of the partially rough angle signal on the generated torque is rather small. Further development to fit the needs of series applications seems to be worthwhile and could open new chances for the TFM drive system.





---

# Inhaltsverzeichnis

---

<b>1</b>	<b>Einführung</b>	<b>1</b>
1.1	Rahmenbedingungen . . . . .	1
1.2	Stand der Technik . . . . .	3
1.2.1	Sensorlose Regelungsverfahren . . . . .	3
1.2.2	Transversalflussmaschine . . . . .	6
1.3	Transversalflussmaschine DYNAX . . . . .	10
1.4	Soft Magnetic Compounds . . . . .	14
1.4.1	Herstellungsprozess . . . . .	14
1.4.2	Elektromagnetische Eigenschaften . . . . .	15
1.5	Anforderungsdefinition . . . . .	19
1.5.1	Sensorlose Regelung . . . . .	19
1.5.2	Maschinenmodell . . . . .	21
<b>2</b>	<b>Streckenmodellierung</b>	<b>23</b>
2.1	Analytischer Ansatz . . . . .	24
2.1.1	Beschreibung mit Differentialgleichungen . . . . .	24
2.1.2	Darstellung im rotorfesten Koordinatensystem . . . . .	26
2.1.3	Drehmomentbildung . . . . .	33
2.1.4	Abschätzung der sensorlosen Regelbarkeit . . . . .	35
2.2	Analytische Modellierung mit Ersatzschaltbild . . . . .	37
2.2.1	Magnetische Ersatzwiderstände . . . . .	37
2.2.2	Stromverteilung . . . . .	41
2.2.3	Rotorfluss . . . . .	43
2.2.4	Wirbelströme . . . . .	43
2.2.5	Streifeldkopplungen . . . . .	43
2.2.6	Netzwerk- und Differentialgleichungssystem . . . . .	44
2.2.7	Implementierung . . . . .	47
2.2.8	Abgleich und Validierung mit Messdaten . . . . .	48
2.2.9	Auswertung der transformierten Induktivitäten . . . . .	56

2.3	Erweiterungen für die gesamte Regelstrecke . . . . .	60
2.3.1	Leistungselektronik . . . . .	60
2.3.2	Signalverarbeitung . . . . .	61
<b>3</b>	<b>Sensorlose Regelung</b>	<b>63</b>
3.1	Voruntersuchungen zum Injektionsverfahren . . . . .	63
3.1.1	Funktionsprinzip alternierender Signalinjektion . . . . .	63
3.1.2	Injektion konstanter Spannungsvektoren . . . . .	65
3.1.3	Injektion kompensierender Spannungsvektoren . . . . .	69
3.2	Regelkreisstruktur . . . . .	72
3.3	Beobachter . . . . .	74
3.3.1	Wechselrichter . . . . .	75
3.3.2	Rotor . . . . .	75
3.3.3	Stator . . . . .	76
3.3.4	Spannungsgleichungen . . . . .	77
3.3.5	Strommessung . . . . .	78
3.4	Stromregelung mit prädiktivem Hystereseregler . . . . .	79
3.4.1	Funktionsprinzip . . . . .	79
3.4.2	Bestimmung der Winkelsektoren . . . . .	82
3.4.3	Adaptives Hystereseband . . . . .	83
3.4.4	Erweiterungen der Schaltlogik zur Grundfrequenztaktung . . . . .	84
3.4.5	Erzeugung der Sollstromkurven mit Feldschwächung . . . . .	87
3.4.6	Modifikationen zur sensorlosen Winkelbestimmung . . . . .	91
3.5	Signalaufbereitung . . . . .	95
3.6	Winkelregelschleife mit Phase Locked Loop (PLL) . . . . .	96
3.7	Nachführungen im unteren Drehzahlbereich . . . . .	97
3.7.1	Rotorwinkel . . . . .	97
3.7.2	Rotorfluss . . . . .	99
3.7.3	Kommutierungsspannung . . . . .	101
3.8	Nachführungen im mittleren/oberen Drehzahlbereich . . . . .	101
3.8.1	Rotorwinkel . . . . .	102
3.8.2	EMK-Konstante . . . . .	103
3.8.3	Stranginduktivität . . . . .	104
3.9	P-Rückführschleifen . . . . .	104
3.10	Betriebskennfeld mit Regelstrategien . . . . .	105
3.11	Kalibrierung . . . . .	106
3.11.1	Stranginduktivitäten . . . . .	106

3.11.2	Widerstand . . . . .	111
3.11.3	EMK-Konstante im Injektionsverfahren . . . . .	111
3.11.4	Schleppmoment . . . . .	111
<b>4</b>	<b>Prüfstandsergebnisse</b>	<b>113</b>
4.1	Stromregelung . . . . .	113
4.1.1	Signalinjektion . . . . .	113
4.1.2	Prädiktiver Hystereseregler . . . . .	114
4.1.3	Überlagerte Regelkreise zur Stromsollwertvorgabe . . . . .	116
4.2	Sensorlose Winkelbestimmung mit Signalinjektion . . . . .	117
4.2.1	Fehlersignal im asynchronen Betrieb . . . . .	117
4.2.2	Regelergebnisse . . . . .	118
4.3	Sensorlose Winkelbestimmung im EMK-Verfahren . . . . .	120
4.4	Online-Parameteridentifikation . . . . .	122
4.4.1	Kommutierungsspannung . . . . .	122
4.4.2	Arbeitspunkt der Permanentmagnete . . . . .	122
4.4.3	EMK und Stranginduktivität . . . . .	124
4.5	Systemleistung . . . . .	125
4.5.1	Stationärer Betrieb . . . . .	126
4.5.2	Dynamischer Betrieb . . . . .	127
4.5.3	Fahrzyklus eines Traktionsantriebs . . . . .	130
<b>5</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>133</b>
<b>A</b>	<b>Liste der Symbole und Abkürzungen</b>	<b>137</b>
<b>B</b>	<b>Entwicklungsumgebung</b>	<b>143</b>
<b>C</b>	<b>Prüfstands Aufbau</b>	<b>145</b>
<b>D</b>	<b>Sensorgeführte Referenzmessungen</b>	<b>147</b>
<b>E</b>	<b>Berechnung der Fahrzyklus-Trajektorien</b>	<b>149</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>153</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>161</b>
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>165</b>



---

# 1 Einführung

---

## 1.1 Rahmenbedingungen

Der Klimawandel und die Verknappung fossiler Rohstoffe machen sich weltweit durch Treibhauseffekt mit Anstieg des Meeresspiegels [Cor14, Rob16] und im langfristigen Mittel durch steigende Energiekosten bemerkbar. Industrienationen wie Deutschland sehen sich in der Verantwortung diesen durch die Industrialisierung verursachten Entwicklungen nachhaltig entgegenzuwirken. Teil der Strategie ist es, den Bedarf an fossilen Energieträgern und somit die klimaschädliche Emission von CO<sub>2</sub> zu reduzieren. Eine der Schlüsseltechnologien auf diesem Weg ist die Elektromobilität [Bun14]. Diese ermöglicht die Energieversorgung des Individualverkehrs auf Basis von sogenannten regenerativen Energien: Sonne, Wasser, Wind.

„Eine Mio. Elektroautos in allen unterschiedlichen Varianten für Deutschlands Straßen bis zum Jahr 2020“ lautet das ambitionierte Ziel der Bundesregierung [Die13]. Die flächendeckende Etablierung dieser neuen Technologie ist mit erheblichen Aufwand verbunden, da Wertschöpfungs-, Wartungs- und Ladeinfrastruktur neu organisiert bzw. neu geschaffen und nicht zuletzt eine Akzeptanz bei den Nutzern erreicht werden muss. Neben den damit verbundenen hohen Kosten entsteht jedoch gerade für den Wirtschaftsstandort Deutschland die Chance, diesen Wandel aktiv zu gestalten. Bereits vorhandene Kompetenzen auf dem Gebiet der elektrischen Antriebstechnik können genutzt und erweitert, Arbeitsplätze geschaffen werden.

Forciert wird die Markteinführung der Elektromobilität unter anderem durch Fördermittel für Forschungs- und Entwicklungsarbeiten auf diesem Gebiet. Teil dieser Bestrebungen ist das Förderprogramm „Serienflexible Technologien für elektrische Antriebe von Fahrzeugen“ vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF):

*Zur Umsetzung der Handlungsempfehlungen der Nationalen Plattform Elektromobilität beabsichtigt das Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) im Rahmen der Bekanntmachung „Serienflexible Technologien für den elektrischen Antrieb von Fahrzeugen“ eine deutliche Verbesserung der Eigenschaften der elektrischen Antriebe und entsprechender Produktionsprozesse zu erzielen sowie Voraussetzungen für den Aufbau neuer Wertschöpfungsketten zu schaffen. Hierzu soll die heute vorhandene, technologische Leistungsfähigkeit der deutschen Industrie im Bereich der Elektromotoren und der Leistungselektronik gestärkt und auf Produkte für den mobilen Einsatz in größeren Stückzahlen übertragen werden. [Bun11]*

Unterstützt vom Förderprogramm des BMBF wurde das Verbundprojekt „Großserientaugliches Herstellverfahren für neuartige elektrische Axialflussmotoren (GroAx)“ vom Ent-

wicklungsspezialisten Compact Dynamics GmbH, Starnberg initiiert. Die Betreuung erfolgte dabei vom Projektträger Karlsruhe PTKA. Im Projekt wird die elektrische Maschine als zentrale Komponente im Elektrofahrzeug aufgegriffen. Die Bezeichnung „Axialflussmotor“ bezieht sich dabei auf die Maschine DYNAX mit Ringwicklung und axialem Fluss. Gleichzeitig sind radiale und tangentielle Flusskomponenten im dreidimensionalen Flusspfad zu berücksichtigen. Somit ist die Maschine im engeren Sinne den Transversalflussmaschinen (TFM) zuzuordnen. Der simple Aufbau der Maschine, die ursprünglich im Rennsport eingesetzt wurde, stellt einen hervorragenden Ausgangspunkt für die Serienentwicklung dar.

Das Ziel einer Serienentwicklung ist es, das Produkt in einer Weise zu gestalten, dass automatisierte Prozesse zum Einsatz kommen können, welche einerseits bezogen auf den Stückpreis günstig darstellbar und andererseits auch zuverlässig reproduzierbar sind. Gleichzeitig ist Preis und Verfügbarkeit der verwendeten Werkstoffe zu berücksichtigen. Unter diesen Aspekten werden die Komponenten und Prozesse zur Fertigung der Maschine DYNAX in separaten Arbeitspaketen AP1-AP8 von spezialisierten Verbundpartnern optimiert [Com12]:

- AP1: *Herstellung und Konfektionierung der Tangentialwicklung*  
Compact Dynamics GmbH, TU Chemnitz, Schwarzpunkt GmbH
- AP2: *Herstellung von Rotor aus GFK Laminat im 3D Wickelverfahren*  
CirComp GmbH, Compact Dynamics GmbH, MS-Schramberg
- AP3: *Umspritzung Stator mittels Duroplast-Spritzgießwerkzeug*  
Schwarzpunkt GmbH, TU Chemnitz
- AP4: *Kühler aus gerollten Strangpressprofilen*  
Compact Dynamics GmbH, Unterauftragnehmer
- AP5: *Rotormagnete als Komplettring, Magnetisierungstechnik*  
MS-Schramberg GmbH & Co. KG, Institut für Verbundwerkstoffe IVW, CirComp GmbH, Schwarzpunkt GmbH, TU Chemnitz
- AP6: *Sensorlose Motorregelung*  
Hochschule Landshut
- AP7: *Fertigungsplanung*  
Compact Dynamics GmbH
- AP8: *Projektmanagement*  
Compact Dynamics GmbH

Gegliedert als Teilprojekt „Sensorlose Regelung Axialflussmotor (SeRAX)“ wurde AP6 an der Hochschule Landshut bearbeitet. Prinzipbedingt ist zur Regelung von Synchronmaschinen die Information der Pollage, üblicherweise als Rotorwinkel, erforderlich. Entsprechend dem Rotorwinkel werden im Stator Ströme geregelt, die ein definiertes Drehmoment im Luftspalt der Maschine erzeugen. Häufig wird der Rotorwinkel mit Hilfe eines Sensors

in der Maschine gemessen. Jedoch sind gerade bei der Maschine DYNAX die Anforderungen an die Signalqualität dieses Sensors durch die sehr hohe Polpaarzahl  $p = 40$  und die hohe Maximaldrehzahl  $n_{max} = 10.000 \text{ min}^{-1}$ , sehr hoch. Bisher wurde hierfür eine Eigenentwicklung des Maschinenherstellers eingesetzt, die durch ihren Aufbau mit analoger Signalverarbeitung und der benötigten Kalibrierung ungünstig für den Serieneinsatz ist. In der zu entwickelnden Regelung soll die sensorbasierte Winkelerfassung entfallen und durch einen Algorithmus zur Schätzung der Rotorlage ersetzt werden. Eine solche Schätzung ist in vielen Maschinen auf Basis der ohnehin vorhandenen Messstellen für Phasenstrom und Zwischenkreisspannung möglich. Ob und wie sich bekannte Konzepte auf die Maschine DYNAX übertragen lassen wird in der vorliegenden Arbeit beantwortet.

## 1.2 Stand der Technik

### 1.2.1 Sensorlose Regelungsverfahren

Bereits seit Jahrzehnten werden in zahlreichen Veröffentlichungen Verfahren diskutiert, die eine sensorlose Identifikation der Pollage ermöglichen. Verschiedene Beweggründe sorgen für stetiges Interesse am Forschungsgebiet der sensorlosen Regelung:

- **Kostenersparnis:**  
Dies ist in den meisten Anwendungen wohl die größte Motivation zur Entwicklung sensorloser Verfahren. Das Weglassen von Sensor, Anschlüssen und Auswerteelektronik sowie eine eventuell vereinfachte Kalibrierung der Winkelerfassung ermöglicht niedrigere Herstellungskosten.
- **Zuverlässigkeit:**  
Mit der geringeren Anzahl an Hardware-Komponenten im Antriebssystem sinkt die Ausfallwahrscheinlichkeit des Gesamtsystems. Voraussetzung hierfür sind robuste Regelungsverfahren, die auch bei Parameterabweichungen durch Alterung etc. stabil arbeiten.
- **Flexibilität:**  
Mit dem Wegfall des Winkelsensors steigen die konstruktiven Freiheitsgrade beim Entwurf der Maschine. Je nach Sensor müssen diverse Toleranzen eingehalten werden, die in dieser Genauigkeit zwar für die Winkelmessung nicht jedoch zur Drehmomenterzeugung eingehalten werden müssen.  
Zudem wird je nach Sensortechnologie eine spezielle Datenschnittstelle zwischen Maschine und Wechselrichter benötigt. Hieraus kann eine Inkompatibilität resultieren, auch wenn die technischen Daten der Leistungselektronik einen Betrieb erlauben würden. Zwar sind sensorlose Verfahren ebenfalls oftmals maschinenabhängig, jedoch ist es denkbar, den Wechselrichter mit einer entsprechenden Firmware ohne aufwendiger Hardwareänderung anzupassen.
- **Akademische Herausforderung:**  
Nicht zuletzt handelt es sich beim Entwurf sensorloser Regelungsverfahren um eine anspruchsvolle Aufgabenstellung. Einflussgrößen von Maschine, Wechselrichter, Stromregelungsverfahren und Anwendung müssen berücksichtigt werden. Die hohe

Anzahl an möglichen Konfigurationen der Regelstrecke erlaubte es bisher nicht und lässt es unmöglich erscheinen, ein allumfassendes sensorloses Regelungsverfahren zu entwickeln.

Sensorlose Regelungen von PMSM werden im begrenzten Umfang auch in der Industrie eingesetzt [SIIS11]. Einer weiteren Verbreitung dieser Technologie stehen trotz obiger Chancen oftmals Bedenken entgegen:

- **Entwicklungsrisiko:**  
In jedem Fall steigt die Komplexität der Algorithmen verglichen mit einer sensorgeführten Regelung stark an. Dies schlägt sich auf Entwicklungskosten und -risiko nieder.
- **Rechenleistungsbedarf:**  
Die Abarbeitung der Algorithmen zur Winkelbestimmung benötigt zusätzliche Rechenleistung. Günstige Controller, die zur sensorgeführten Stromregelung ausreichend sind, kommen eventuell an ihre Grenzen. Je nach Konfiguration des Systems kann ein leistungsfähigerer Controller den Kostenvorteil der sensorlosen Regelung relativieren. Bei Systemen basierend auf der Maschine DYNAX ist dies nicht der Fall, da für den optimalen Betrieb der hochpoligen Maschine ohnehin ein leistungsfähiger Controller mit programmierbarer Logik (FPGA/ASIC) benötigt wird.
- **Funktionale Sicherheit:**  
Die Funktionale Sicherheit nimmt im Anwendungsfeld Automotive einen großen Stellenwert ein. Mit der Komplexität der Algorithmen steigt der Aufwand die funktionale Sicherheit nachzuweisen.
- **Geräusentwicklung:**  
In einigen Anwendungen ist die Schallemission ein entscheidendes Kriterium. Je nach Auslegung der Algorithmen kann die Injektion von Anregungssignalen eine unerwünschte Geräusentwicklung verursachen.

Die bekannten Verfahren zur sensorlosen Pollageerfassung lassen sich in zwei Gruppen einteilen. Entweder wird das Winkelsystem an Anisotropien im Magnetkreis oder an der Phasenlage der vom Rotor induzierten Spannung ausgerichtet.

### 1.2.1.1 Injektionsverfahren

Anisotropien im Magnetkreis zeigen sich in der Rückwirkung auf die Statorflussverketung. Dabei ist zwischen statorfesten Anisotropien und rotorfesten Anisotropien zu unterscheiden. Statorfeste Anisotropien sind unabhängig vom Rotorwinkel und überlagern die rotorfesten Anisotropien als Störgröße. Bei der sensorlosen Winkelbestimmung ist die rotorfeste Anisotropie zu erfassen. Anisotropien sind je nach Maschine und Arbeitspunkt unterschiedlich stark ausgeprägt. Maschinen mit starker Ausprägung sind für anisotropiebasierte Verfahren besser geeignet.

Induktivitäten können nur dynamisch durch Auswertung von Stromgradienten und zugehörigen Spannungsvektoren bestimmt werden. Folgen keine Gradienten aus dem Betrieb



des Stromreglers, muss das System durch Einprägen eines höherfrequenten Spannungssignals angeregt werden [PLK13]. In vielen anisotropiebasierten Verfahren erfolgt diese Einprägung permanent.

Die Anregungsfrequenz variiert je nach Verfahren und Anwendung zwischen einigen Hundert Herz und mehreren Kiloherz. Entscheidend für die Wahl der Frequenz ist das Frequenzverhalten des Statormaterials, die Bandbreite der Strommessung und die zulässige Schaltfrequenz des Wechselrichters. Das Signal ist meist akustisch wahrnehmbar, wobei die empfundene Lautstärke bei Frequenzen ab ca. 8 kHz sinkt [ZF13].

Die Anregungsamplitude wird aus Gründen der Geräusch- und Verlustentwicklung minimal gewählt. Sie muss jedoch groß genug sein, um die Verfälschung des Nutzsignals durch das Hystereseverhalten des Statormaterials zu begrenzen [CLK11] und um sich von Störeinflüssen in der Strommessung ausreichend abzusetzen. Eine Erhöhung der Signalqualität durch Überabtastung ist möglich [LJK<sup>+</sup>12].

Bei der Wahl des Injektionsvektors kommen zwei Strategien zum Einsatz:

- Bei rotierender Signalinjektion wird ein im statorfesten  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem rotierender Spannungsvektor eingepägt [Sch90]. Dieser Vektor dreht sich unabhängig von der Rotorposition.
- Bei alternierender Signalinjektion wird ein Vektor mit wechselndem Vorzeichen im rotorfesten d/q-Koordinatensystem eingepägt. Dieser Vektor lässt sich auf zwei gegenläufig rotierende Vektoren im  $\alpha\beta$ -System zurückführen und verfügt daher über einen höheren Informationsgehalt bezüglich des Rotorwinkels [LKH03].

In den meisten Verfahren wird lediglich ein Fehlersignal gewonnen, das den Winkelfehler qualitativ widerspiegelt. Die Bestimmung des Winkelsignals erfolgt mit Strukturen wie der Phase-Locked-Loop (PLL) und dem Kalmanfilter. Der Ansatz von Paulus in [PLK11] ermöglicht eine direkte Berechnung der Rotorwinkel.

Die Signalinjektion greift in die Regelschleife des Stromreglers ein. Eine Entkopplung muss durch entsprechende Filterung oder dynamisch durch entsprechende Parametrierung der Regler erfolgen. Oftmals werden Vektorregler mit zeitbasierter Pulsbreitenmodulation (PWM) zur Stromregelung eingesetzt. Es ist jedoch auch möglich, die Informationen über die Induktivitäten aus der Signalinjektion in die Stromregelung einfließen zu lassen. Mit diesem Ziel wurden Lösungen mit prädiktiven Stromreglern erarbeitet [LPSK10].

### 1.2.1.2 Grundwellenverfahren

Bei mittleren und hohen Drehzahlen bietet sich eine Ausrichtung des Winkelsystems an der Phasenlage der induzierten Spannung an. In diesen Betriebsbereichen ist die Amplitude der Elektromotorischen Kraft (EMK) groß genug für eine Auswertung. Die bekannten Verfahren, die auf diesem Prinzip basieren, zählen zu den passiven Verfahren. Es wird keine Signalinjektion benötigt, es werden lediglich die Istwerte von Strömen und Spannungen zusammen mit einem Grundwellenmodell ausgewertet. Da nicht in die Pulsmustererzeugung eingegriffen und kein höherfrequentes Signal ausgewertet werden muss, sind EMK-Verfahren mit geringerem Aufwand zu implementieren als Injektionsverfahren. Gleich-

zeitig gelten sie im mittleren und oberen Drehzahlbereich aufgrund des hohen (Signal-) Rauschabstands als robust.

Da die EMK der Maschine nur bei offenen Klemmen direkt gemessen werden kann, muss sie im laufenden Betrieb am Wechselrichter berechnet werden. Die ausgegebene Spannungsgrundwelle des Stromreglers entspricht der Summe aus EMK und dem Spannungsfall über Induktivität, Widerstand und Leistungsschalter. Somit kann die EMK bei bekannten Streckenparametern berechnet und deren Phasenlage zur sensorlosen Regelung verwendet werden. EMK-Verfahren sind nicht auf Anisotropien im Magnetkreis angewiesen und lassen sich daher bei allen Synchronmaschinen mit sinusförmigem EMK-Verlauf anwenden.

Ein Nachteil der EMK-Verfahren ist die Abhängigkeit von Streckenparametern wie Induktivität und Widerstand. Diese variieren je nach Arbeitspunkt und wirken sich negativ auf die Genauigkeit der Verfahren aus [ZKY<sup>+</sup>11, SP14b]. Die Entkopplung von kalibrierten Parametern wird in einigen Veröffentlichungen forciert [PSLK10, KXB13].

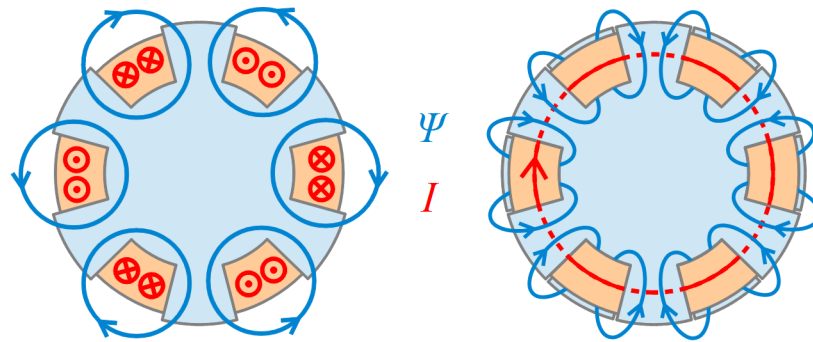
EMK-Verfahren sind im Stillstand prinzipbedingt instabil, da in diesem Arbeitspunkt von Rotor keine Spannung induziert wird. Daher muss die zu regelnde Maschine entweder gesteuert oder mit einem Injektionsverfahren angefahren werden. Das gesteuerte Anfahren kommt nur in speziellen Anwendungen wie z.B. Pumpen- oder Lüfterantrieben in Frage. Um die Maschine im kompletten Betriebsbereich sensorlos geregelt zu betreiben, wird zusätzlich zum EMK-Verfahren immer auch ein Injektionsverfahren benötigt.

## 1.2.2 Transversalflussmaschine

Das Prinzip einer elektrischen Maschine mit transversalem Flusspfad wurde bereits 1890 von W. M. Mordey in England patentiert [Mor90], jedoch in den folgenden Jahrzehnten nicht weiterverfolgt. Erneute Beachtung findet das TFM-Konzept seit den 1980er Jahren mit dem Ziel der Realisierung hoher Flächenschübe. Seitdem wurde eine Vielzahl an Varianten entwickelt.

Allen gemein ist die Auflösung der Kopplung von Kupfer- und Eisenquerschnitt, wie sie in Radialflussmaschinen vorliegt. Der Zielkonflikt entsteht bei der Auslegung der Maschine, wenn bei vorgegebenen Statorumfang die Breite der Wickelfenster und die Breite der Eisenzähne gegeneinander aufgewogen werden müssen. Eine Verlängerung der Statorzähne zur Erhöhung des Kupferquerschnitts ist ebenfalls nur bedingt möglich, da hierbei die Flussverkettung durch die prinzipbedingt hoch ausgesteuerten Zähne begrenzt wird. Eine Entkopplung gelingt in der TFM durch eine dreidimensionale Flussführung, die eine tangentiale Wicklung erlaubt. Eine Erhöhung des Eisenquerschnitts bedingt nun nicht mehr die gleichzeitige Verschmälerung der Wickelfenster.

Eine Tangentialwicklung erlaubt feinere Polteilungen als sie mit Radialflussmaschinen möglich sind, da zwischen den Statorzähnen keine Wickelfenster Platz finden müssen (siehe Abb. 1.1). Mit höherer Polpaarzahl steigt der Gradient der Rotorflussverkettung über dem Drehwinkel, was sich positiv auf den erreichbaren Flächenschub und das Drehmoment auswirkt. Nachteilig sind jedoch hohe Polwechselfrequenzen und starke Streufelder zwischen den eng stehenden Zähnen. Diese Felder sind für den im Allgemeinen hohen Scheinleistungsbedarf der TFM verantwortlich, welcher die Anforderungen an die Leistungselektronik erhöht.



**Abbildung 1.1:** Typische Flusspfade: Radialfluss (links), Transversalfluss (rechts)

Mit Tangentialwicklungen lässt sich kein überlagerter, rotierender, magnetischer Flussvektor erzeugen sondern lediglich mehrere Wechselfelder. Jede Phase entspricht einer einphasigen Maschine mit zwei Kraftlücken pro elektrischer Umdrehung. Erst die mechanische Kopplung der einphasigen Stator- und Rotoren ermöglichen einen gleichmäßigen Drehmomentverlauf.

Eine weiterführende Diskussion der grundlegenden Zusammenhänge finden sich in einschlägiger Literatur [Sch00].

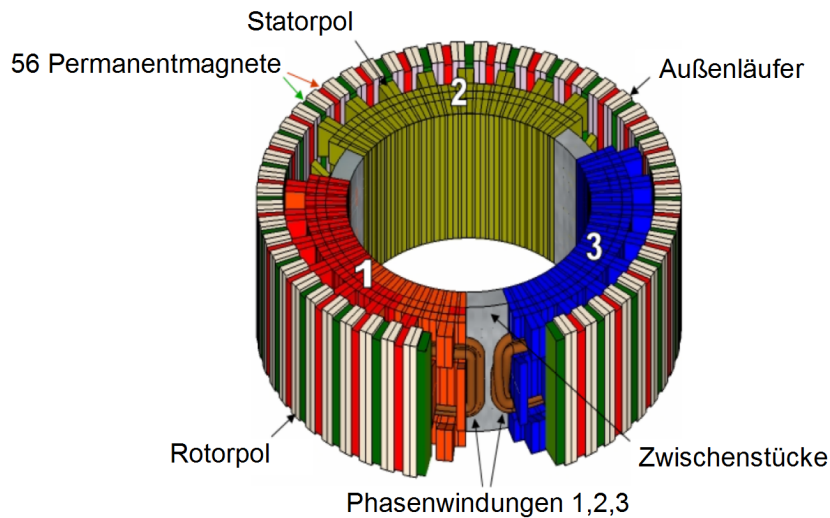
Das Konzept der Transversalflussmaschine geht meist mit einer komplexen mechanischen Konstruktion einher, da der Aufbau der dreidimensionalen Flussführung gerecht werden muss. Insbesondere die anisotropen Eigenschaften vom üblichen Statormaterial Blechschnitt erschweren den Entwurf. Jahrzehntelange Forschung und Entwicklung brachte verschiedene Aufbaukonzepte hervor.

Eine bekannte Anwendung, die mit einer TFM realisiert wurde, ist der Schiffsantrieb in [Mit97]. Dieser Anwendungsfall zeichnet sich durch seine hohe Leistung von 20 MW bei sehr niedriger Drehzahl von  $200 \text{ min}^{-1}$  aus und ist damit prädestiniert für den Einsatz einer TFM. Die hohe Drehmomentdichte der TFM, die mit 65 Polpaaren erreicht wird, ist im Vergleich mit anderen Konzepten von Vorteil. Im niedrigen Drehzahlbereich treten keine zu hohen Polwechselfrequenzen auf, die übermäßig hohe Eisenverluste erzeugen könnten. Jedoch ist der mechanische Aufbau der mit Läuferscheiben ausgeführten TFM sehr komplex. Mit den vier Läuferscheiben müssen Toleranzen in acht Luftspalten eingehalten werden.

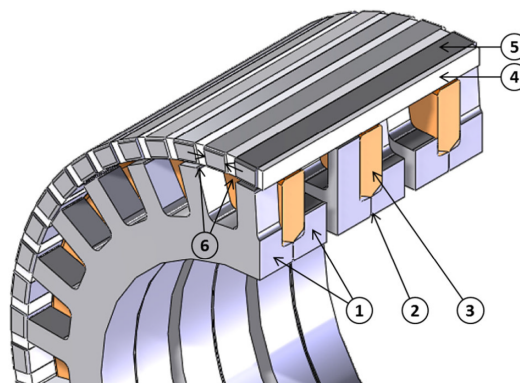
In [PKAS09] wird das TFM Konzept in einem Aufbau mit einer einzigen Läuferscheibe vereinfacht. Im Fokus der Veröffentlichung steht eine Optimierung des Leistungsfaktors. Dieser ist durch die üblicherweise starken Streufelder zwischen den Zähnen relativ niedrig, was erhöhte Anforderungen an die Leistungselektronik mit sich bringt. Der Kompromiss zwischen Leistungsfaktor und Drehmomententwicklung wird analytisch behandelt.

Ein Ansatz mit dem Ziel, die axiale Länge einer TFM zu reduzieren und gleichzeitig einen zylindrischen Läufer zu verwenden, wird in [BRO09] vorgestellt. Stator und Läufer sind in Abb. 1.2 zu sehen. Die Phasen sind über den Umfang verteilt. Nachteilig wirkt sich diese Konstruktion an den drei Übergängen zwischen den Phasensegmenten aus, da hier kein Drehmoment erzeugt werden kann. Die Phasensegmente des Stators und die Flussleitstücke

im Rotor sind aus Soft Magnetic Compound (SMC) gefertigt, welches sich magnetisch isotrop verhält.



**Abbildung 1.2:** TFM mit über den Umfang verteilte Wicklungen (modifiziert nach [BRO09])



**Abbildung 1.3:** TFM aus SMC für den Einsatz in Pedelecs [PSN12],  
 1: Stator Kern, 2: Kleiner Luftspalt, 3: Wicklung, 4: Permanentmagnete,  
 5: Rotorflussleitstücke, 6: Markierung der Magnetisierungsrichtung

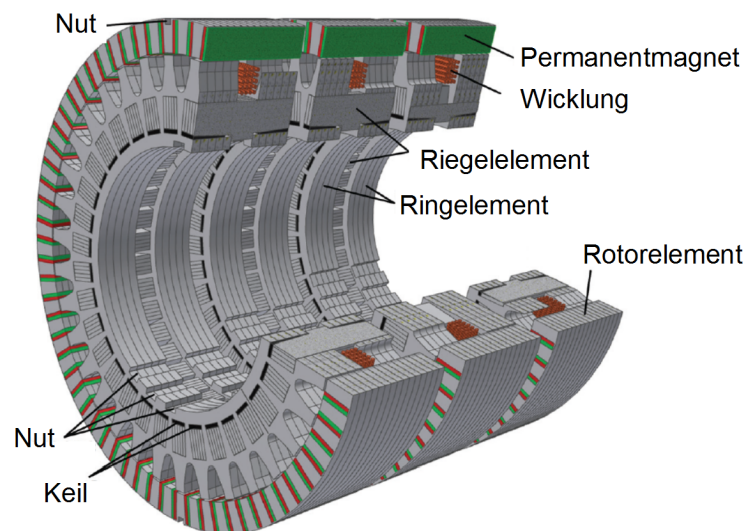
Die TFM in Abb. 1.3 verfügt ebenfalls über einen SMC-Stator [PSN12]. Entscheidender Vorteil dieser Konstruktion ist die geringe Anzahl an Einzelteilen, aus denen sich der Stator aufbauen lässt. Dies vereinfacht die Fertigung. Strategien zur Minimierung des Drehmomentrippels mit verschiedenen Zahngeometrien werden in [AJC<sup>+</sup>08] untersucht.

In den zylindrischen Rotoren der gezeigten Varianten muss sowohl eine tangentielle als auch eine axiale Flussführung erfolgen. Die axiale Komponente wird in [RHHA11] durch den Einsatz von Klauen in den Stator übertragen. Dadurch kann ein einfacherer Rotor mit oberflächenmontierten Permanentmagneten verwendet werden. Die Klauen im Stator werden in verschiedenen Varianten unter anderem mit konzentrierter Wicklung untersucht.

Insbesondere zum Thema Elektromobilität entstand eine Reihe von Veröffentlichungen im Zusammenhang mit Transversalflussmaschinen, da im Traktionsantrieb hohes Drehmoment bei kleinen Drehzahlen gefordert wird. Die Auslegung eines TFM-Direktantriebs für ein Stadtfahrzeug findet sich in [SGSP12]. Weitere Konzepte sehen den Einsatz der TFM in der Radnabe vor. Ansonsten wird die Charakteristik der Maschine im Allgemeinen über ein Reduziergetriebe angepasst.

Um im Traktionsantrieb vom magnetisch leistungsfähigeren Blechschnitt zu profitieren und somit eine maximale Drehmomentdichte zu erreichen, wird in der Veröffentlichung [GSP11] ein Stecksystem vorgestellt, das die Herstellung in großen Stückzahlen ermöglichen soll. Eine Weiterentwicklung dieses Konzepts wird im Konferenzbeitrag [SSBP14] diskutiert und ist in Abb. 1.4 dargestellt.

Mit den zusätzlichen Freiheitsgraden einer TFM steigt die Anzahl der benötigten Iterationen zum Auffinden einer optimalen Auslegung. Für jeden Iterationsschritt wird ein Maschinenmodell berechnet. Da FEM Simulationen für komplexe dreidimensionale Geometrien einen erheblichem Rechenaufwand erzeugen, wird in wissenschaftlichen Arbeiten nach effizienteren Möglichkeiten gesucht. In [PO06] wird eine Kombination aus analytischer und numerischer Modellierung verwendet. Aber auch rein analytische Ansätze sind möglich [STB<sup>+</sup>10]. Die analytische Berechnung magnetischer Potentiale an einer Vielzahl von Punkten in der TFM wird in [SP14a] beschrieben. Dieser Ansatz wurde bei der Auslegung der Maschine in Abb. 1.4 verfolgt.



**Abbildung 1.4:** Stator und Rotor eines TFM Blechschnittaufbaus (modifiziert nach [SSBP14])

Obwohl es sowohl auf dem Gebiet der TFM als auch auf dem Gebiet der sensorlosen Regelung eine Fülle von Veröffentlichungen gibt, wurde die sensorlose Regelung von TFM bisher kaum untersucht. Eine der wenigen Arbeiten findet sich im Beitrag [GTEK15]. Hier wird jedoch eine Reluktanzmaschine mit transversalem Flusspfad diskutiert. Mit der Maschine DYNAX hat diese jedoch nur wenige Gemeinsamkeiten, so dass hier noch erheblicher Forschungsbedarf besteht.

### 1.3 Transversalflussmaschine DYNAX

Die TFM DYNAX wurde vom Entwicklungsspezialisten und Kleinserienhersteller Compact Dynamics GmbH erstmals im Jahr 2011 vorgestellt [KH11]. Aufgrund der axialen Flusskomponente im Stator wurde die Maschine in der Vergangenheit oftmals als Axialflussmaschine AFM beworben. Im wissenschaftlichen Sinne handelt es sich jedoch um eine TFM, da neben der axialen Komponente auch radiale und tangential Flusskomponenten geführt werden. Forciert werden kostensensitive Anwendungen mit geringem Bauraum im Automotivbereich als Traktionsantrieb oder Nebenaggregat wie Starter/Generator, Klimakompressor und Range Extender.

Je nach Anwendungsfall werden die Ringwicklungen der Maschine ein- oder mehrwindig ausgeführt. Die einwindige Variante erlaubt den Betrieb an 48 V-Bordnetzen bei Nennleistung von 20 kW. Kleinspannungsnetze können mit geringerem Aufwand als Hochvoltnetze sicher betrieben werden [Fis13]. Der Lastkreis muss weder sicherheitsisoliert noch potentialfrei ausgeführt werden. Zudem können zur Herstellung der Kleinspannungsisolationen bereits in der Automobilindustrie etablierte Prozesse angewandt werden. Dies wirkt sich positiv auf die Systemkosten aus. Die Leistungsfähigkeit der Kleinspannungssysteme ist jedoch durch die Stromtragfähigkeit der leitenden Bauteile im Bordnetz begrenzt, deren Querschnitte sich im technisch sinnvollen Bereich bewegen müssen. Deutlich höhere (Spitzen-)Leistungen werden mit Hochvoltnetzen erzielt. Dazu wird die Maschine DYNAX beispielsweise vierwindig ausgeführt.

Beim Systementwurf spielt der Sicherheitsaspekt eine zentrale Rolle. So stellt sich die Frage nach dem Betriebsverhalten der Maschine im Fehlerfall. Der Kurzschluss stellt für die Maschine DYNAX einen sicheren Betriebszustand dar. Sie ist somit eigensicher. Diese Eigenschaft resultiert aus den für TFM typisch starken Streufeldern, die den Kurzschlussstrom auf den halben Nennstrom begrenzen.

Die starken Streufelder ermöglichen einen weiten Drehzahlbereich im Feldschwächbetrieb. Die Maximaldrehzahl ist primär durch die mechanische Festigkeit des Rotors begrenzt. Je nach Anwendung ist diese Eigenschaft von Vorteil und kann ein Schaltgetriebe ersetzen. Nachteilig ist jedoch der hohe Scheinleistungsbedarf. Die für den Feldschwächbetrieb theoretisch optimale Auslegung mit Nennstrom gleich Kurzschlussstrom wird nicht erreicht.

Mit dem TFM-Konzept entfallen Wickelköpfe, die in Radialflussmaschinen zusätzliche ohm'sche Verluste erzeugen und zudem thermisch meist schlecht angebunden sind. Sämtliche stromführenden Teile in der TFM sind flächig am Kühler angebunden. Das maximale Drehmoment ist in erster Linie durch die magnetischen Eigenschaften des Statormaterials begrenzt und somit dauerhaft als Nennmoment erreichbar.

In Tabelle 1.1 sind die technischen Daten der Maschine zusammengefasst. Für die Messreihen im Labor zur Bestimmung der Maschinenparameter wurde eine zweiwindige Ausführung verwendet. Die Entwicklungsarbeiten und Leistungsvermessungen am Prüfstand wurden an einer vierwindigen Maschine durchgeführt. Bis auf die Windungszahlen sind die Magnetkreise der Varianten identisch. Die Ergebnisse der vorliegenden Arbeit sind auf alle Varianten übertragbar.

Gefertigt wird die Maschine bisher in Kleinserie. Sie befindet sich in verschiedenen Fahrzeugen im Einsatz. Vom Aufbaukonzept verspricht sich der Hersteller günstige Herstel-

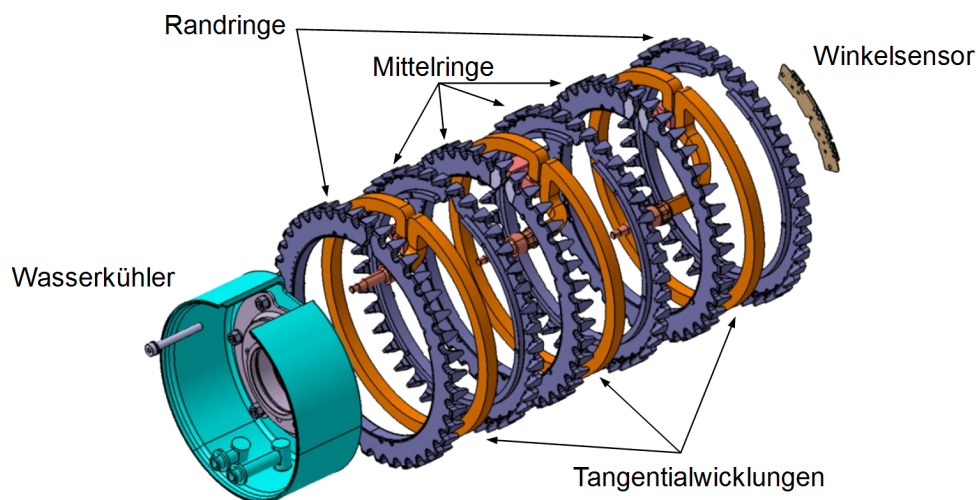
**Tabelle 1.1:** Technische Daten des DYNAX-Systems

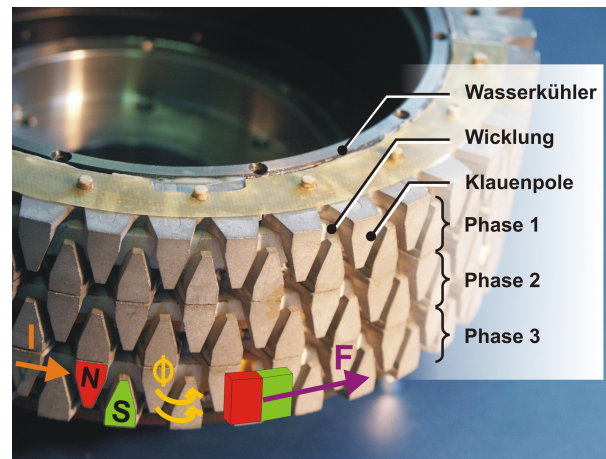
Windungszahl $N$	1	2	4
Stranginduktivität $L_s$	3.1 $\mu\text{H}$	12.5 $\mu\text{H}$	50 $\mu\text{H}$
Strangwiderstand $R$	0.3 m $\Omega$	1.0 m $\Omega$	3.6 m $\Omega$
Nennstrom (Scheitelwerte) $I_N$	1.000 A	500 A	250 A
Nennspannung (Zwischenkreis) $U_N$	48 V	200 V	400 V
Nennzahl $n_N$	2.500 min $^{-1}$	5.200 min $^{-1}$	5.200 min $^{-1}$
Nennleistung $P_N$	21 kW	44 kW	44 kW
Nennmoment $M_N$		80 Nm	
Dauerleistung $P_N$		20 kW	
Maximalzahl $n_{max}$		10.000 min $^{-1}$	
Strangverschaltung		Stern	
Polpaarzahl $p$		40	
Statorlänge, aktiv		51,4 mm	
Luftspaltdurchmesser		180 mm	
Masse, aktiv		3,5 kg	
Masse, gesamt		10,2 kg	

lungskosten und den Sprung in die Serienfertigung. Der Weg dorthin wurde im Rahmenprojekt GroAx bereit.

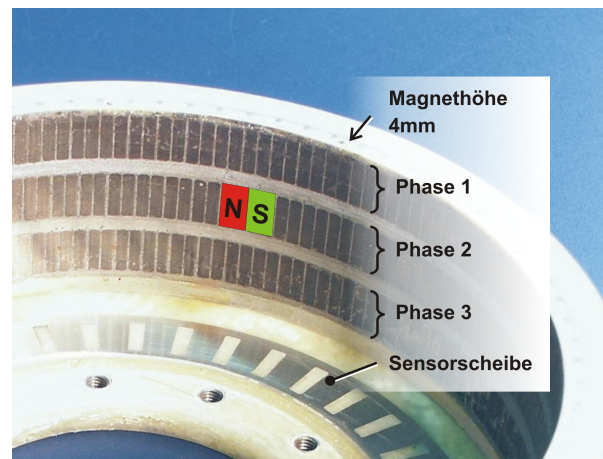
Die Abbildungen 1.5 und 1.6 zeigen den Stator. Die Verwendung von SMC im Stator ermöglicht es, den Magnetkreis aus wenigen Einzelteilen aufzubauen. Der aktive Teil eines dreiphasigen Stators besteht lediglich aus drei Tangentialwicklungen mit jeweils zwei Statorringen zur Flussführung.

Die Statorringe verfügen über eine optimierte dreidimensionale Klauengeometrie, die sich

**Abbildung 1.5:** Explosionszeichnung des Stators (modifiziert nach Compact Dynamics)



**Abbildung 1.6:** Noch unvergossener Stator mit Phasenstrom  $\vec{I}$ , resultierendem Fluss  $\vec{\Phi}$  und der Kraftwirkung  $\vec{F}$  auf einen Permanentmagneten im Rotor (modifiziert nach [KH11])



**Abbildung 1.7:** Rotor mit Magnetrings und Sensorscheibe (modifiziert nach [KH11])

aus SMC an einem Stück und mit wenigen Arbeitsschritten fertigen lässt. Dabei wird zwischen Mittel- und Randringen unterschieden. Mittelringe verfügen über geringere Querschnitte um den asymmetrischen Einfluss von Streufeldern zu reduzieren. Die engmaschigen Isoationschichten im SMC unterbinden Wirbelströme auch bei hohen Polwechselfrequenzen und reduzieren dadurch die Eisenverluste in den Statorringen.

Die einfache Ringgeometrie der Wicklung ist mit geringem Aufwand herstellbar. Darin treten bei hohen Drehzahlen Polwechselfrequenzen bis 6,7kHz auf. Um erhöhte Kupferverluste im oberen Drehzahlbereich zu vermeiden, werden die Wicklungen aus HF-Litze gefertigt. Negative Auswirkungen von Effekten wie Stromverdrängung lassen sich auf diese Weise reduzieren, jedoch nicht gänzlich unterbinden. Der effektive Wicklungswiderstand steigt mit der Drehzahl.

Stator- und Wicklungsringe werden bei der Montage auf den Statorkühler geschoben. Die mechanische und thermische Anbindung der Statorringe zum Kühler wird mit einem Wärmeleitkleber hergestellt. Der bisher verwendete Winkelsensor befindet sich stirnseitig am



Stator. Abschließend wird der komplette Stator inklusive Sensor vergossen, was sowohl die mechanische Belastbarkeit als auch die Entwärmung des Aufbaus verbessert.

Gegenüber den Klauen des Stators befinden sich die Permanentmagnete des Rotors. Dieser ist in Abb. 1.7 zu sehen. Die Seltenerd-magnete sind analog zum Aufbau des Stators in drei Ringen angeordnet, die um jeweils  $120^\circ$  „elektrisch“ zueinander versetzt ausgerichtet sind. Durch die Magnetisierung, ähnlich einem Halbach-Array, kann auf einen Eisenrückschluss verzichtet werden, was den Herstellungsprozess erleichtert. Die Magnete sitzen somit direkt im GFK-Material der Rotorglocke. Die hohe Polpaarzahl erlaubt eine geringe radiale Höhe der Magnetringe und somit die effiziente Ausnutzung des kostenintensiven Magnetmaterials.

Die ohnehin bereits auf das Wesentliche reduzierte Konstruktion von Stator und Rotor würde sich durch den Wegfall des Winkelsensors bei sensorloser Regelung noch weiter vereinfachen. Bisher erfordert dieser eine spielfreie axiale Lagerung des Rotors zur Einhaltung von Toleranzen zwischen Sensorplatine und -scheibe. Zur Drehmomenterzeugung allein muss dieses Maß nicht in dieser Genauigkeit gewährleistet werden. Folglich schafft ein sensorloses Regelkonzept einen weiteren konstruktiven Freiheitsgrad, der günstigere Lösungen ermöglichen kann.

Die dreiphasige Maschine wird mit Wechselrichtern in B6-Topologie vertrieben. Deren Steuerungstechnik besteht aus einer Kombination von Prozessor (CPU) und programmierbarer Logik (FPGA) sowie Schaltungen zur Auswertung von Zwischenkreisspannungs-, Phasenstrom- und Winkelmessung. Besondere Anforderungen stellen sich an die Regelungssoftware, die das auszugebende Pulsmuster erzeugt. Diese basiert auf einem Vektorregler der das rotorfixe d/q-Koordinatensystem nutzt und in einschlägiger Literatur [Sch09, Sch00] zu finden ist. Um die Spannungsgrundwelle mit der begrenzten Schaltfrequenz der Leistungsschalter auch bei hohen Drehzahlen ausgeben zu können, muss die Pulsmustererzeugung dort winkelsynchron anstatt zeitsynchron erfolgen. Zudem muss der Regler oberhalb der Eckfrequenz zum Erreichen der maximalen Leistung in der Lage sein, eine feldschwächende Stromkomponente zu regeln. Erschwerend kommt das starke Sättigungsverhalten des SMC-Stators hinzu. Im Scheitelpunkt der Stromkurven sinken die Induktivitäten durch Sättigung des Statormaterials. Daraus folgt eine Verzerrung der Stromkurven, was erhöhte Spitzenströme zur Folge hat. Die resultierende Stromform lässt sich als Sinusfunktion mit fünfter Oberwelle beschreiben. Dies und das Ziel einer höheren Regeldynamik waren die Motivation, alternative Regelungsverfahren zu untersuchen.

## 1.4 Soft Magnetic Compounds

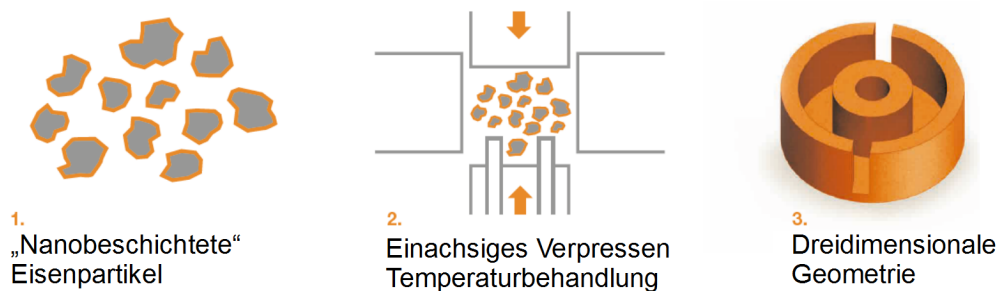
Zur Flussführung in elektromagnetischen Aktuatoren werden meist weich- und ggf. auch hartmagnetische Werkstoffe eingesetzt. Während sich hartmagnetische Materialien durch eine hohe Remanenz auszeichnen und sich zur Herstellung von Permanentmagneten eignen, werden die leicht ummagnetisierbaren weichmagnetischen Materialien zur Flussführung um die stromführenden Wicklungen verwendet. Im Kontext der sensorlosen Regelung sind die Eigenschaften des weichmagnetischen Stators, der abhängig von der Rotorposition durch die Permanentmagneten gesättigt wird, von Interesse.

Meist werden für Statoren elektrischer Maschinen spezielle Eisenlegierungen in Form von gestapelten Blechschnitt verwendet. Hierfür wird die Legierung zu einem dünnen Blech mit ca. 0,35 bis 1,0mm gewalzt und zur Entspannung ausgeglüht. Geringere Blechstärken werden in hochfrequenten Maschinen eingesetzt. Anschließend wird der gewünschte Querschnitt des Eisenkreises ausgestanzt und bis auf die aktive Länge der Maschine gestapelt. Die elektrische Isolation der Bleche erfolgt durch spezielle Oberflächenbehandlungen oder Klebstoffe. Die Prozesse werden seit Jahrzehnten optimiert und in der Serienproduktion eingesetzt. Dreidimensionale Geometrien sind jedoch mit dieser Technologie nur aufwändig zu realisieren.

Zur Herstellung von Eisenkreisen komplexer Geometrie eignen sich Soft Magnetic Compounds (SMC), die aus zusammengefügt jedoch voneinander elektrisch isolierten Eisenpartikeln bestehen. Der Stator der zu regelnden Maschine DYNAX wird aus diesem Werkstoff gefertigt.

### 1.4.1 Herstellungsprozess

SMC besteht hauptsächlich aus isolierend beschichteten Eisenpartikeln mit Durchmessern in der Größenordnung von  $100\mu\text{m}$  [PJJM95]. Der Durchmesser kann abhängig vom Einsatzzweck variieren. Abb. 1.8 zeigt den stark vereinfachten Fertigungsprozess. Das Eisen-



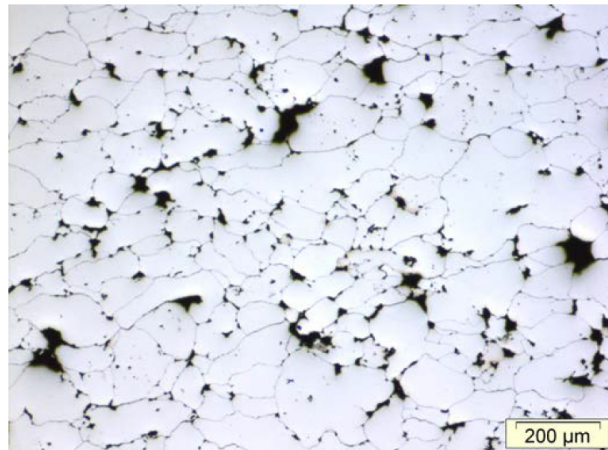
**Abbildung 1.8:** Vereinfachter Fertigungsprozess von weichmagnetischen Bauteilen aus SMC (modifiziert nach [Hög13])

pulver wird in eine Negativform gepresst. Hoher Druck gewährleistet dabei hohe Materialdichte mit guter magnetischer Leitfähigkeit. Optional kann dem Eisenpulver vor dem Verpressen ein Binderpulver beigemischt werden. Der Binder erhöht die mechanische Festigkeit des Bauteils, verringert jedoch die Eisendichte. Beim Pressen werden die Eisenpartikel deformiert und verspannt, was das Hystereseverhalten des Eisens verstärkt. Um

diesem entgegenzuwirken folgt eine Wärmebehandlung zur Entspannung des Materials. Die endliche Temperaturbeständigkeit der Isolationsschichten zwischen den Partikeln begrenzt die Prozessparameter Temperatur und Dauer. Defekte in den Isolationen führen zu erhöhten Wirbelströmen mit entsprechender Verlustentwicklung. Das Bauteil kann ohne weitere Arbeitsschritte verwendet werden.

Eine Herausforderung in der Herstellung ist die anwendungsspezifische und mehrdimensionale Optimierung der Prozessparameter wie Mischverhältnis, Druck und Temperatur. Je nach Anwendung variieren Anforderungen an Flussdichte und Frequenzverhalten. Die Wahl der Parameter richtet sich nach dem Anforderungsprofil.

Abb. 1.9 zeigt die Mikrostruktur im Schlifffbild eines SMC-Bauteils. Die ineinander verpressten Eisenpartikel sind deutlich zu erkennen. Die fein sichtbaren Partikelgrenzen bestehen aus Isolations- und Binderschicht. Die schwarzen Einschlüsse verringern die magnetische Leitfähigkeit des Materials.



**Abbildung 1.9:** Mikrostruktur von SMC (PMS500) [DHS12]

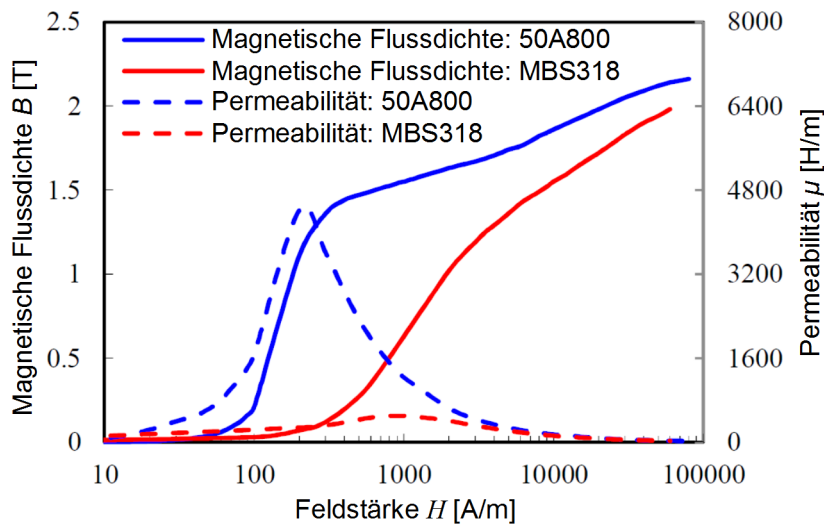
Während sich technologisch bedingt zunächst nur prismatische Geometrien verpressen ließen, können mittlerweile auch größere Bauteile komplexer Form wie Klauenstatoren in großen Stückzahlen hergestellt werden. Mit steigenden Stückzahlen relativieren sich die Initialkosten für die Presswerkzeuge, so dass sich SMC für Serienproduktion eignet. Da lediglich zwei Fertigungsschritte notwendig sind, werden die erreichbaren Stückkosten von SMC-Bauteilen geringer als bei denen aus konventionellem Blechschnitt angesetzt [GZW<sup>+</sup>03].

### 1.4.2 Elektromagnetische Eigenschaften

Ein Vergleich der Eigenschaften von SMC mit denen von Blechschnitt war bereits Thema mehrerer Veröffentlichungen. In den folgenden Abschnitten werden die wesentlichen Unterschiede vorgestellt. Detaillierte Informationen sind in [SD14, ISM12, PJJM95, TM10] und [SM09] zu finden.

### 1.4.2.1 Flussdichte

Eine wesentliche Einflussgröße auf das Drehmoment einer Maschine ist die Flussdichte im Stator. Deren Verlauf wird von zwei Kenngrößen beschrieben. Zum einen die maximal erreichbare Flussdichte  $B_{max}$  in Sättigung, zum anderen die Permeabilität  $\mu$ . Die mittlere, letztlich im Luftspalt realisierbare Flussdichte bestimmt den erzielbaren Flächenschub und damit das maximale Drehmoment. Die Permeabilität  $\mu$  ist ein Maß für die im Stator benötigte Durchflutung bzw. Stromstärke. Neben weiteren Kriterien orientiert sich die Auswahl eines Statormaterials an möglichst großen Werten dieser Kenngrößen. In Abb. 1.10 sind Kennlinien dieser Größen typischer SMC- und Blechschnittmaterialien dargestellt. Auf den ersten Blick ist SMC konventionellem Blechschnitt deutlich unterlegen.



**Abbildung 1.10:** Flussdichte und Permeabilität von SMC (MBS318) und Blechschnitt (50A800) (modifiziert nach [ISM12])

Je nach Auslegung des Wechselrichters werden im Stator der TFM DYNAX unter Vollast lokal unterschiedliche Durchflutungen von etwa 10.000 bis 15.000 A/m erreicht. Zum Vergleich von weichmagnetischen Materialien wird als Referenzarbeitspunkt üblicherweise eine Durchflutung von 10.000 A/m gewählt. In diesem Arbeitspunkt sind mit SMC-Sorten, die sich zum Bau von Statorn eignen, ca. 1,5 bis 1,6 T erreichbar [Sch12]. Klassische Elektrobleche hingegen erreichen in etwa 1,7 bis 1,8 T [Hög02]. Mit Eisen-Silizium Legierungen sind bis zu 2,0 T möglich [JFE]. Die geringere Flussdichte im SMC gegenüber Blechschnitt lässt sich mit der geringeren Eisendichte durch Einschlüsse im SMC, wie sie in Abb. 1.9 zu sehen sind, erklären. Der effektive Eisenquerschnitt ist somit niedriger als bei Blechschnittaufbauten.

Die Permeabilität  $\mu$  berechnet sich aus dem Verhältnis der Flussdichteänderung  $dB$  zur Feldstärkeänderung  $dH$ .

$$\mu = \frac{dB}{dH} \quad (1.1)$$

Bei sehr kleinen Feldstärken bewegen sich die Arbeitspunkte im vom Hystereseverhalten dominierten Arbeitsbereich. Die Permeabilitäten sind sehr niedrig. Aus dem raschen An-

stieg der Permeabilität des Blechschnittmaterials folgt, dass sich in einem Eisenkeis ohne Luftspalt bereits mit kleinen Strömen hohe Flussdichten erzeugen lassen. Der Anstieg der Permeabilität von SMC erfolgt deutlich später und ist um den Faktor 10 kleiner als der im Blechschnitt. Folglich wird in einem SMC-Stator eine höhere Stromstärke zur Erzeugung des gleichen Drehmoments benötigt. Es entstehen zusätzliche ohm'sche Verluste und der Wirkungsgrad der Maschine sinkt. Der Einfluss der Permeabilität ist nicht vernachlässigbar, relativiert sich jedoch, da der hohe magnetische Widerstand im Luftspalt dominiert. Bei der Auslegung einer TFM kann die niedrigere Permeabilität durch einen größeren Eisenquerschnitt kompensiert werden ohne den Kupferquerschnitt zu reduzieren. Zur Untersuchung der Verlustbilanz werden im Konferenzbeitrag [ISM12] PMSMs vermessen, die sich lediglich in der Materialauswahl SMC oder Blechschnitt unterscheiden. Das Ergebnis ist ein Anstieg der Kupferverluste um 5% durch die Verwendung von SMC anstelle von Blechschnitt.

#### 1.4.2.2 Eisenverluste

Die Verlustleistung im Eisen  $P_{fe}$  setzt sich aus der Hystereseverlustleistung  $P_h$ , auch Ummagnetisierungsverlustleistung genannt, und der Wirbelstromverlustleistung  $P_e$  zusammen.

$$P_{fe} = P_h + P_e \quad (1.2)$$

Neben Flussdichte und Permeabilität handelt es sich auch bei den Eisenverlusten um eine zentrale Größe bei der Auslegung von Maschinen.

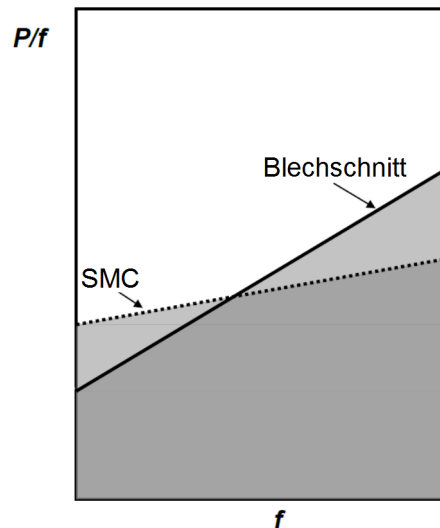
Das Statormaterial muss mit jeder Grundwelle komplett ummagnetisiert werden. Dabei wird pro Periode die (Hysteres-)Verlustenergie  $W_h$  in Wärme umgesetzt.  $W_h$  entspricht dabei der eingeschlossenen Fläche der Hysteresekurve. Der Wert von  $W_h$  hängt somit von der Amplitude der Feldstärke und der Materialwahl ab. Mit steigender Polwechselfrequenz  $f$  steigt die zugehörige Verlustleistung  $P_h$  linear an.

$$P_h = W_h f \sim f \quad (1.3)$$

Die Flussänderung  $d\Phi/dt$  induziert Spannungen im durchfluteten Material. Hierdurch bilden sich, orthogonal zur Flussrichtung kreisförmige Ströme, sogenannte Wirbelströme, aus. Am ohm'schen Widerstand  $R$  dieser Strompfade fällt die ohm'sche Wirbelstromverlustleistung  $P_e$  an. In deren Berechnung geht die induzierte Spannung quadratisch ein. Folglich steigt die Wirbelstromverlustleistung quadratisch mit der Polwechselfrequenz.

$$P_e = \frac{U^2}{R} = \frac{d\Phi^2}{R d^2t} \sim f^2 \quad (1.4)$$

Eine Minimierung der Wirbelstromverluste kann bei vorgegebener Frequenz  $f$  nur mittels Erhöhung des ohm'schen Widerstands  $R$  in den Wirbelstromkreisen erfolgen. Es ist daher ungünstig den Eisenkreis von Maschinen massiv auszuführen. Isolationsschichten zwischen Blechen bzw. Partikeln behindern die Wirbelströme und verringern die Wirbelstromverluste.



**Abbildung 1.11:** Frequenzabhängige Verlustentwicklung in Blechschnitt und SMC-Material (modifiziert nach [DHS12])

Die Verlustcharakteristik von SMC und Blechschnitt unterscheiden sich. Abb. 1.11 zeigt qualitativ deren frequenzabhängige Verlustkurven. Im unteren Frequenzbereich dominieren die Hystereseverluste. Diese fallen durch die verbleibenden mechanischen Spannungen im SMC größer aus als im ausgeglühten Blechschnitt. Bei hohen Frequenzen hingegen fließen, aufgrund der feinmaschigen Isolierung zwischen den Eisenpartikeln, nur sehr kleine Wirbelströme im SMC. Vergleichbare Wirbelstromverluste sind in einem Blechschnittaufbau nur mit sehr geringen Blechstärken von ca. 0,2 mm erreichbar [KH11]. Der Schnittpunkt der beiden Verlustkennlinien von SMC und Blechschnitt liegt beim SMC-Material PMS500, je nach Blechstärke des Referenzaufbaus, bei 500 bis 5.000 Hz [DHS12]. Die Veröffentlichungen [TM10] und [SM09] nennen bei jeweils unterschiedlichen Vergleichsmaterialien, die sich zum Aufbau von Statorn eignen, 194 bzw. 500 Hz als Schnittpunkt. Zusammenfassend eignet sich SMC somit für Maschinen mit hohen Polwechselfrequenzen, wie sie in der Maschine DYNAX auftreten. Je nach Arbeitspunkt kompensieren die geringeren Eisenverluste den Anstieg der Kupferverluste, der aus der geringen Permeabilität von SMC resultiert.

Die Hysterese- und Wirbelstromcharakteristik der Maschine ist auch für sensorlose Regelungsverfahren von Bedeutung, da die gemessene Induktivität abhängig von Signalamplitude und -frequenz beeinflusst wird.

#### 1.4.2.3 Isotropie

SMC verhält sich hinsichtlich Flussführung und Verlustleistung isotrop [PJJM95]. Die Ausrichtung der Flusslinien spielt im SMC keine Rolle. In Blechstapeln hingegen sollten Flusspfade möglichst parallel zu den Blechen verlaufen um keine zusätzlichen Luftspalte beim Kreuzen der Isolationsschichten überwinden zu müssen. Außerdem wird die Bildung von Wirbelströmen auf diese Weise wirkungsvoll unterdrückt. Geringe Abweichungen der Ausrichtung, wie sie beispielsweise nahe an Wickelköpfen von Radialflussmaschinen auftreten können, verringern bereits die effektive Permeabilität und erhöhen die Wirbelstrom-

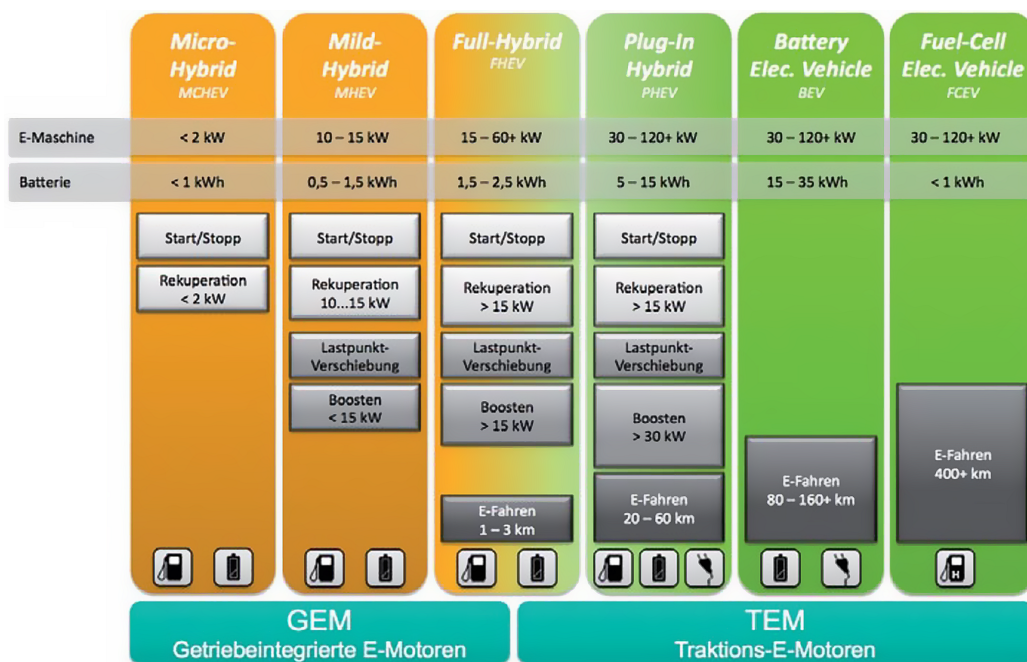
verluste. Aus diesem Grund sind direkte Vergleiche von Laborwerten, wie sie in Abb. 1.10 dargestellt sind, nur bedingt aussagekräftig. Mit SMC entfällt die Vorgabe der rein zwei-dimensionalen Flussführung. Dies ist für TFMs von besonderer Bedeutung, da deren dreidimensionale Flussführung mit Blechschnitten prinzipbedingt nur suboptimal darstellbar ist.

Bei der Konstruktion von klassischen Radialflussmaschinen aus SMC bringt das isotrope Verhalten kaum Vorteile mit sich und so kommt vor allem der vereinfachte und günstigere Fertigungsprozess zum Tragen. In den Beiträgen [PSG10] und [LCL13] werden diesbezüglich eine BLDC-Maschine und eine Reluktanzmaschine aus SMC untersucht.

## 1.5 Anforderungsdefinition

### 1.5.1 Sensorlose Regelung

Je nach Antriebskonzept sind von der E-Maschine im Fahrzeug unterschiedliche Aufgaben zu erfüllen. Auftretende Arbeitspunkte und Betriebszustände müssen von der (sensorlosen) Regelung beherrscht werden. Abb. 1.12 gibt einen Überblick von gängigen Hybridkonzepten bis hin zum rein elektrischen Antrieb auf Batterie- und Brennstoffzellenbasis.



**Abbildung 1.12:** Hybridisierungsgrad und Anforderungen an den Elektroantrieb [Dop15]

Mit der Nennleistung von 20kW lässt sich die Maschine DYNAX als Traktions-E-Motor TEM verwenden. Diese Maschinen sind meist über ein Getriebe mit fester Untersetzung angebunden [Dop15]. Daraus folgt ein Betrieb von Stillstand bis zu hohen Maximaldrehzahlen. Je nach Auslegung wird die Maschine im Feldschwäcbereich, d.h. bei Drehzahlen oberhalb der Eckdrehzahl, betrieben. Durch Regelung einer feldschwächenden Stromkomponente bleibt die abgegebene Leistung konstant. Das Drehmoment sinkt mit steigender

Drehzahl. Motorischer und generatorischer Betrieb im fließenden und dynamischen Übergang sind gefordert. Je nach Fahrzeuggewicht und Antriebskonzept sind 1-4 Maschinen pro Fahrzeug denkbar, wobei sich zwei Maschinen an Vorder- oder Hinterachse als wirtschaftlich und technisch sinnvoller Kompromiss anbieten. So kann beim Einsatz je einer Maschine für rechte und linke Fahrzeugseite das Differentialgetriebe entfallen und die Funktionalität einer dynamischen Aufteilung des Drehmoments ohne konstruktiven Zusatzaufwand dargestellt werden.

Die geringen Abmessungen und das hohe Drehmoment des DYNAX ermöglichen auch den Einsatz als getriebeintegrierter E-Motor GEM. Hierbei wird die E-Maschine z.B. direkt auf der Kurbelwelle des Verbrenners montiert. Die Funktionalität von Starter und Generator wird abgedeckt. Zusätzlich kann die Maschine zur Wirkungsgradoptimierung des Verbrennungsmotors durch Lastpunktverschiebung und zur Leistungssteigerung im Boost-Betrieb genutzt werden.

In Anlehnung an die möglichen Anwendungsfälle im Serieneinsatz lassen sich konkrete Anforderungen an die zu entwickelnde sensorlose Regelung definieren:

- Drehmomentvorgabe
- voller Drehzahlbereich von 0 bis  $10.000 \text{ min}^{-1}$
- voller Drehmomentbereich motorisch/generatorisch von  $-80 \text{ Nm}$  bis  $+80 \text{ Nm}$
- volle Leistung durch Feldschwächung in Übermodulation/Grundfrequenztaktung
- wirkungsgradoptimierte Betriebsstrategie durch Feldschwächung auch im Grunddrehzahlbereich
- Drehzahlgradienten von  $\pm 4.000 \text{ min}^{-1}/\text{s}$  zum Starten von Verbrennungsmotoren und in Traktionsantrieben
- Optional: Drehzahlgradienten von  $\pm 20.000 \text{ min}^{-1}/\text{s}$  für Rennsportanwendungen
- Drehmomentgradienten von  $\pm 1.000 \text{ Nm/s}$  zur Fahrdynamikregelung
- Absolvieren des praxisnahen „Worldwide Harmonized Lightvehicle Test Procedure“ WLTP-Traktionsfahrzyklus
- geringer Kalibrierungsaufwand in der Serienfertigung
- Implementierung auf vorgegebenem Wechselrichter inkl. Steuerungstechnik

Die Implementierung erfolgt auf einem vom Projektinitiator beigestellten Wechselrichter, der zur sensorgeführten Regelung der Maschine entwickelt wurde. Dessen Leistungsschalter sind in IGBT-Technologie aufgebaut. Die Phasenströme werden von Open-Loop Hall-Effekt Sensoren aufgenommen, die mit einer Bandbreite von 20 kHz auch im Automotivebereich eingesetzt werden. Zur Regelung der Maschine ist eine CPU-FPGA-Konfiguration integriert. Deren Rechenleistung wird von jener aktuellen „System on a Chip“ (SoC) Hardware mit integriertem FPGA übertroffen, die preislich auch für den Serieneinsatz in Frage



kommen würde. Günstigste Prozessoren ohne programmierbarer Logik (FPGA) hingegen kommen zur Regelung der Maschine DYNAX prinzipbedingt nicht in Frage, da hieraus Einschränkungen bei hohen Polwechselfrequenzen resultieren würden. Der volle Betriebsbereich könnte dann auch mit sensorgeführter Regelung nicht abgedeckt werden. In diesem Zusammenhang ist die Verwendung von programmierbarer Logik zur sensorlosen Regelung in einem Kostenvergleich neutral zu bewerten.

### 1.5.2 Maschinenmodell

Der Entwurf einer Regelung setzt immer Kenntnisse über die zu regelnde Strecke voraus. Abhängig von der Komplexität der Strecke muss, bevor die eigentliche Arbeit am Regelalgorithmus beginnt, ein Modell erstellt werden. Je besser die Kenntnis über die Regelstrecke, desto *intelligenter* kann der Regler entworfen werden und desto besser sind die Regelergebnisse.

Das Modell soll das Verhalten der Regelstrecke im Kontext sensorloser Regelalgorithmen korrekt abbilden. Da der volle Drehzahlbereich inkl. Stillstand gefordert ist, werden sowohl Injektionsverfahren als auch Grundwellenverfahren zum Einsatz kommen. Diesbezüglich relevante Effekte müssen abgebildet werden. Gleichzeitig dient das Modell der Erstellung von Trajektorien, anhand derer die entworfenen Regelalgorithmen in Simulationen systematisch getestet werden können. Die zur Entwicklung benötigte Prüfstandszeit kann dadurch deutlich reduziert werden. Aus diesen Punkten lassen sich folgende Anforderungen an das Maschinenmodell ableiten:

- Geringe Rechenzeit:  
Zur Simulation transienter Vorgänge, insbesondere bei stark unterschiedlichen Zeitkonstanten innerhalb der Strecke, muss eine Vielzahl an Zeitschritten berechnet werden. Eine FEM-Simulation wäre zu rechenintensiv.
- Abbildung des Sättigungsverhaltens:  
Da der Rotor der Maschine über keine geometrische Ausprägung verfügt, müssen Injektionsverfahren die winkelabhängigen Sättigungseffekte des Stators auswerten.
- Abbildung von Streufeldern:  
Durch den Scheibenaufbau mit Rand- und Mittelringen wirken sich Streufelder asymmetrisch auf das elektrische Drehsystem aus.
- Abbildung der Hysterese im Eisen:  
Die Magnetisierungsänderung im SMC bei höherfrequenten Injektionssignalen kleiner Amplitude bewegt sich zum großen Teil innerhalb des Hysteresebereichs. Dementsprechend unterscheidet sich die Charakteristik der Klein- und Großsignalübertragung.
- Abbildung von Wirbelströmen:  
Neben zusätzlicher Verlustentwicklung verursachen Wirbelströme eine Feldverdrängung aus dem Statormaterial, was sich auf die induktiven Eigenschaften auswirkt.
- Abbildung von Stromverdrängung:  
Bei hohen Frequenzen erzeugen die Nutquerfelder innerhalb der Wicklung radiale

Spannungen, die zu einer inhomogenen Stromverteilung im Kupfer und somit zu einem reduzierten effektiven Querschnitt führt. Die Frequenzabhängigkeit der Kupferverluste beeinflusst grundwellenbasierte Regelalgorithmen.

---

## 2 Streckenmodellierung

---

Je nach Anwendung werden beim Entwurf von Streckenmodellen verschiedene Ansätze verfolgt. In Abschnitt 2.1 wird zunächst das analytische Modell der Synchronmaschine für die Beschreibung der zu untersuchenden TFM verwendet. Differentialgleichungen werden im statorfesten Koordinatensystem aufgestellt und in das rotorfeste  $d/q$ -Koordinatensystem transformiert.

Ein Vorteil analytischer Modelle ist die Erkennbarkeit kausaler Zusammenhänge. Die Berechnungen können beim Reglerentwurf, wenngleich in vereinfachter Form, zur Linearisierung der Strecke invertiert werden. Zudem lassen sich analytische Modelle effizient implementieren, da sie meist geschlossen lösbar sind.

Analytischen Ansätzen sind jedoch bei der Modellierungstiefe Grenzen gesetzt. Für komplexe Zusammenhänge liegen nicht immer physikalisch fundierte Funktionsprototypen vor. Ein Beispiel hierfür ist das nichtlineare Sättigungsverhalten von weichmagnetischen Werkstoffen. Effekte wie dieser können lediglich approximiert werden. Nebeneffekte wie Hysterese und Streufelder sind kaum darstellbar.

Ein Maximum der Modellierungstiefe lässt sich mit numerischen Methoden wie der „Finite Elemente Methode“ FEM erreichen. Dabei wird die zu modellierende Geometrie mit einem Gitter belegt, dessen Elemente die entsprechenden Materialeigenschaften zugeordnet und über (Differential-) Gleichungen mit den Nachbarelementen verknüpft werden. Die Gleichungen bilden Systeme, die von Solver-Algorithmen iterativ gelöst werden. Die FEM ist ein etabliertes Standardverfahren für verschiedenste Anwendungen. Ein großer Nachteil ist jedoch der große Rechenleistungsbedarf speziell bei komplexen dreidimensionalen Geometrien. Diese erfordern für korrekte Ergebnisse ein feinmaschiges Gitter mit entsprechend hoher Dimension der zu lösenden Gleichungssysteme.

Da weder der rein analytische noch der FEM-Ansatz geeignet sind, um die Anforderungen aus Abschnitt 1.5.2 zu erfüllen, soll ein analytisches Modell mit elektromagnetischem Ersatzschaltbild, bestehend aus einer stark eingeschränkten Anzahl an Elementen, erstellt werden. Die Knotenpunkte der Elemente werden an physikalisch sinnvollen Stellen definiert und in einer Weise verknüpft, dass auch eine geringe Anzahl an Elementen ausreicht, um die relevanten Effekte mit hoher Genauigkeit darzustellen. Die Effizienz des Modells erlaubt die Einbindung von Preisach-Hysterese-Modellen zur Nachbildung der zeitvarianten Eigenschaften des Statormaterials. Das neue Modell wird in Abschnitt 2.2 vorgestellt.

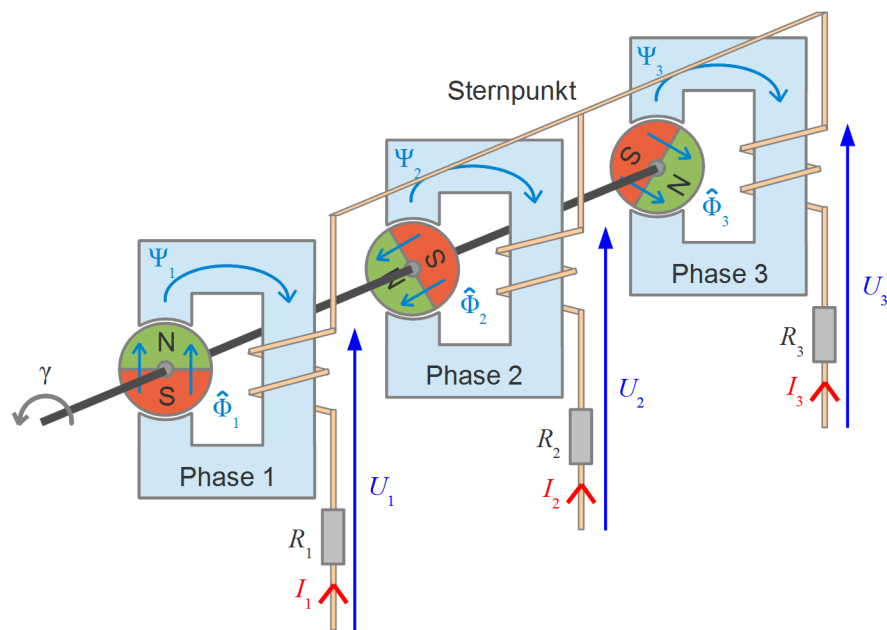
## 2.1 Analytischer Ansatz

### 2.1.1 Beschreibung mit Differentialgleichungen

Das Aufstellen der Systemgleichungen erfolgt unter vereinfachenden Bedingungen:

- Die Rotorflussamplituden  $\hat{\Phi}_1$ ,  $\hat{\Phi}_2$ ,  $\hat{\Phi}_3$  sind konstant.
- Hysterese, Streufelder und Wirbelströme werden vernachlässigt.

Jede Phasenscheibe der Maschine DYNAX bildet, für sich gesehen, eine einphasige permanenterregte Synchronmaschine deren Stator kein Drehfeld sondern lediglich ein Wechselfeld erfährt. Die Polräder der drei Phasen sind mit einem Versatz von  $120^\circ$  auf einer gemeinsamen Welle montiert (siehe Abb. 2.1).



**Abbildung 2.1:** Vereinfachter Magnetkreis der TFM als drei einphasige permanenterregte Synchronmaschinen

Der Aufbau lässt sich durch ein System von Differentialgleichungen beschreiben, welche auf dem Induktionsgesetz [MS05] basieren. Die drei Eisenkreise werden von den verketteten Flüssen  $\Psi_1$ ,  $\Psi_2$ ,  $\Psi_3$  durchdrungen. In den Wicklungen fließen die Strangströme  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ . Der ohm'sche Widerstand der Wicklungen wird mit  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  bezeichnet. Von den

Klemmen der Maschine zum Sternpunkt hin fallen die Strangspannungen  $U_1, U_2, U_3$  ab. Auf die explizite Notation der Zeitabhängigkeit ( $t$ ) wird verzichtet.

$$U_1 = R_1 I_1 + \frac{\partial \Psi_1}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$U_2 = R_2 I_2 + \frac{\partial \Psi_2}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$U_3 = R_3 I_3 + \frac{\partial \Psi_3}{\partial t} \quad (2.3)$$

Aus der Verschaltung mit offenem Sternpunkt folgt eine zusätzliche Gleichung mit der Stromsumme gleich Null (Ampèresches Gesetz).

$$0 = I_1 + I_2 + I_3 \quad (2.4)$$

Die Flussverkettungen  $\Psi_1, \Psi_2, \Psi_3$  sind die Summen der Flussanteile im Statoreisen, die durch die Rotorflüsse sowie durch die Statorströme erzeugt werden. Die Flussanteile der Phasenströme sind wiederum durch die Windungszahl  $N$ , die magnetischen Widerstände in den Eisenkreisen  $R_{m,1}, R_{m,2}, R_{m,3}$  und die Stromstärken  $I_1, I_2, I_3$  bestimmt. Die Verhältnisse von Windungszahl und magnetischen Widerständen bilden die Stranginduktivitäten  $L_1, L_2, L_3$ .

$$\Psi_1 = \frac{N^2}{R_{m,1}} I_1 + N \Phi_1 = L_1 I_1 + N \Phi_1 \quad (2.5)$$

$$\Psi_2 = \frac{N^2}{R_{m,2}} I_2 + N \Phi_2 = L_2 I_2 + N \Phi_2 \quad (2.6)$$

$$\Psi_3 = \frac{N^2}{R_{m,3}} I_3 + N \Phi_3 = L_3 I_3 + N \Phi_3 \quad (2.7)$$

Die magnetischen Widerstände und somit auch die Stranginduktivitäten werden vom Sättigungseffekt beeinflusst. Hieraus resultiert eine nichtlineare Abhängigkeit der Induktivitäten von den zeitabhängigen Statorströmen und dem zeitabhängigen Rotorwinkel.

$$L_1 = f(N I_1(t), N \Phi_1(\gamma(t))) \quad (2.8)$$

$$L_2 = f(N I_2(t), N \Phi_2(\gamma(t))) \quad (2.9)$$

$$L_3 = f(N I_3(t), N \Phi_3(\gamma(t))) \quad (2.10)$$

Die Polräder rotieren mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega$ . Der Winkel  $\gamma$  berechnet sich in Abhängigkeit der Zeit  $t$ .

$$\gamma = \omega t \quad (2.11)$$

Die Winkel  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$  der einzelnen Polräder sind jeweils um  $1/3$  Umdrehung versetzt.

$$\gamma_1 = \gamma \quad (2.12)$$

$$\gamma_2 = \gamma - 2\pi/3 \quad (2.13)$$

$$\gamma_3 = \gamma - 4\pi/3 \quad (2.14)$$

Bei Rotation der Permanentmagnete werden die Eisenkreise zeitabhängig sinusförmig von Fluss mit den konstanten Scheitelwerten  $\hat{\Phi}_1, \hat{\Phi}_2, \hat{\Phi}_3$  durchsetzt.

$$\Phi_1 = \hat{\Phi}_1 \cos(\gamma_1) \quad (2.15)$$

$$\Phi_2 = \hat{\Phi}_2 \cos(\gamma_2) \quad (2.16)$$

$$\Phi_3 = \hat{\Phi}_3 \cos(\gamma_3) \quad (2.17)$$

Durch Einsetzen der Zusammenhänge in obige Differentialgleichungen 2.1-2.3 erhält man die Statorgleichungen der Maschine unter vereinfachenden Randbedingungen.

$$U_1 = R_1 I_1 + \frac{\partial L_1 I_1}{\partial t} - \omega N \hat{\Phi}_1 \sin(\gamma_1) \quad (2.18)$$

$$U_2 = R_2 I_2 + \frac{\partial L_2 I_2}{\partial t} - \omega N \hat{\Phi}_2 \sin(\gamma_2) \quad (2.19)$$

$$U_3 = R_3 I_3 + \frac{\partial L_3 I_3}{\partial t} - \omega N \hat{\Phi}_3 \sin(\gamma_3) \quad (2.20)$$

## 2.1.2 Darstellung im rotorfesten Koordinatensystem

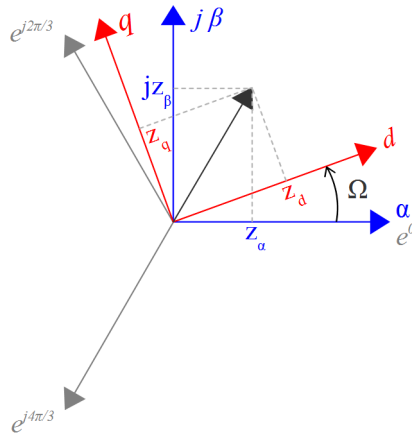
### 2.1.2.1 Einführung der d/q-Transformation

In der Regelungstechnik werden Maschinen meist im rotierenden d/q-Koordinatensystem modelliert. Rotorbezogene Wechselgrößen, wie z.B. die Spannungsinduktion des Polrades in die Statorwicklungen, lassen sich dadurch als skalare Vektorkomponente darstellen und somit deutlich effizienter weiterverarbeiten. Dabei liegt der Erregerfluss der Maschine definitionsgemäß auf der d-Achse in positiver Richtung. Die folgenden Ausführungen sind in einschlägiger Literatur [Nuß10, Sch09] nachzulesen. Die nachfolgend verwendete Nomenklatur orientiert sich weitgehend an [Nuß10].

Die d/q-Transformation obiger Statorgleichungen 2.18-2.20 erfolgt mit der Transformationsmatrix  $T$ . Diese soll allgemein anhand der drei Größen  $z_1(t), z_2(t), z_3(t)$  hergeleitet werden. Die drei Größen, deren zweidimensionale Ausrichtung um je  $2\pi/3$  verdreht ist, beschreiben einen Vektor im statorfesten  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem. Der Vektor wird als komplexe Zahl  $\underline{z}_s(t)$  interpretiert. Realteil  $z_\alpha$  und Imaginärteil  $z_\beta$  bilden die Vektorkomponenten.

$$\underline{z}_s(t) = z_\alpha + j z_\beta = \frac{2}{3} \left( z_1(t) + z_2(t) e^{j 2\pi/3} + z_3(t) e^{j 4\pi/3} \right) \quad (2.21)$$

Abb. 2.2 zeigt die Ausrichtung der relevanten Einheitsvektoren für  $z_1(t), z_2(t), z_3(t)$  im statorfesten  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem und die Achsen des rotierenden d/q-Koordinatensystems. Zur Darstellung von  $\underline{z}_s(t)$  in d/q-Koordinaten wird dieses um den zeitabhängigen Winkel



**Abbildung 2.2:** Einheitsvektoren im stator- und rotororientierten Koordinatensystem

$\Omega(t)$  gedreht. Das Ergebnis ist der Raumzeiger  $\underline{z}_r(t)$ .

$$\underline{z}_r(t) = e^{-j\Omega} \underline{z}_s(t) \quad (2.22)$$

$$= \frac{2}{3} \left[ z_1(t) e^{-j\Omega} + z_2(t) e^{-j(\Omega-2\pi/3)} + z_3(t) e^{-j(\Omega-4\pi/3)} \right] \quad (2.23)$$

Bilden  $z_1(t)$ ,  $z_2(t)$ ,  $z_3(t)$  ein mit  $\dot{\Omega}$  drehendes System, entfällt die Zeitabhängigkeit des Raumzeigers  $\underline{z}_r$ .

Die Anwendung der Eulerschen Formel mit  $\Omega(t)$  als zeitabhängigen Winkel

$$e^{-j\Omega} = \cos(\Omega) - j \sin(\Omega) \quad (2.24)$$

spaltet den komplexen Ausdruck in einen reellen Kosinus- und einen imaginären Sinusteil.

$$\underline{z}_r = \frac{2}{3} \left\{ \begin{aligned} & z_1(t) \cos(\Omega) + z_2(t) \cos(\Omega - 2\pi/3) + z_3(t) \cos(\Omega - 4\pi/3) \\ & - j [z_1(t) \sin(\Omega) + z_2(t) \sin(\Omega - 2\pi/3) + z_3(t) \sin(\Omega - 4\pi/3)] \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

Real- und Imaginärteil bilden die Vektorkomponenten  $z_d$  und  $z_q$  im rotierenden Koordinatensystem.

$$\begin{pmatrix} z_d \\ z_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \operatorname{Re}\{\underline{z}_r\} \\ \operatorname{Im}\{\underline{z}_r\} \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

Durch Ausklammern der Matrix  $T$  aus der Gl. 2.25 lässt sich die Transformation von  $z_1(t)$ ,  $z_2(t)$ ,  $z_3(t)$  in rotorfeste Komponenten  $z_d$ ,  $z_q$  kompakt darstellen.

$$\begin{pmatrix} z_d \\ z_q \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

$$T = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\Omega) & \cos(\Omega - 2\pi/3) & \cos(\Omega - 4\pi/3) \\ -\sin(\Omega) & -\sin(\Omega - 2\pi/3) & -\sin(\Omega - 4\pi/3) \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

Die Rücktransformation erfolgt mit  $T^{-1}$ .

$$\begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} = T^{-1} \begin{pmatrix} z_d \\ z_q \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

$$T^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\Omega) & -\sin(\Omega) \\ \cos(\Omega - 2\pi/3) & -\sin(\Omega - 2\pi/3) \\ \cos(\Omega - 4\pi/3) & -\sin(\Omega - 4\pi/3) \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

Es ist zu erwähnen, dass die Darstellung eines Nullsystems, einer gleichen Veränderung von  $z_1(t)$ ,  $z_2(t)$ ,  $z_3(t)$ , in d/q-Koordinaten nicht möglich ist [Nuß10]. Gezeigt wird dies durch Addition der Nullsystemkomponente  $z_0(t)$ .

$$\begin{pmatrix} z_d \\ z_q \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} z_1 + z_0 \\ z_2 + z_0 \\ z_3 + z_0 \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} + T \begin{pmatrix} z_0 \\ z_0 \\ z_0 \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

Die Transformation des Nullsystemvektors in d/q-Koordinaten ergibt Null und der Informationsgehalt von  $z_0$  geht verloren.

$$\begin{aligned} T \begin{pmatrix} z_0 \\ z_0 \\ z_0 \end{pmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) z_0 + \cos(\omega t - 2\pi/3) z_0 + \cos(\omega t - 4\pi/3) z_0 \\ -\sin(\omega t) z_0 - \sin(\omega t - 2\pi/3) z_0 - \sin(\omega t - 4\pi/3) z_0 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Um die Information des Nullsystems bei der Transformation in rotorfixe Koordinaten zu sichern wird die Transformationsmatrix  $T$  zu  $T_0$  erweitert.

$$T_0 = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 4\pi/3) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

Dem Vektor im d/q-System wird die Komponente des Nullsystems  $z_0$  hinzugefügt.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z_d \\ z_q \\ z_0 \end{pmatrix} &= T_0 \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} \\ &= \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) z_1 + \cos(\omega t - 2\pi/3) z_2 + \cos(\omega t - 4\pi/3) z_3 \\ -\sin(\omega t) z_1 - \sin(\omega t - 2\pi/3) z_2 - \sin(\omega t - 4\pi/3) z_3 \\ (z_1(t) + z_2(t) + z_3(t))/2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.34)$$



Die Rücktransformation unter Berücksichtigung des Nullsystems erfolgt mit  $T_0^{-1}$ .

$$\begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} = T_0^{-1} \begin{pmatrix} z_d \\ z_q \\ z_0 \end{pmatrix} \quad (2.35)$$

$$T_0^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & 1 \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\omega t - 4\pi/3) & -\sin(\omega t - 4\pi/3) & 1 \end{pmatrix} \quad (2.36)$$

Bei der Transformation von Strömen in einer Maschine mit offenem Sternpunkt folgt aus der Stromsummengleichung  $z_0 = 0$ . Aus der Verwendung der Transformationsmatrix  $T$  folgt kein Informationsverlust. Auch bei der Transformation von Strangspannungen kann das Nullsystem meist vernachlässigt werden. Von Bedeutung ist es jedoch, wenn asymmetrische Verhältnisse in der Maschine vorliegen.

### 2.1.2.2 Transformation der Statorgleichungen

Zur analytischen Beschreibung der Maschine in d/q-Koordinaten werden die erweiterten  $U_d, U_q$  Spannungsgleichungen der Synchronmaschine, welche in Anlehnung an [HFLH11] definiert werden, herangezogen. Asymmetrische magnetische Verhältnisse lassen sich in diesem Modell berücksichtigen. Gegenüber [HFLH11] werden zusätzlich richtungsabhängige Widerstandsparameter  $R_{dq}, R_{dd}, R_{qd}, R_{dd}$  angesetzt. Diese dienen der Beschreibung der Auswirkung von ungleichen Phasenwiderständen und Verlusten.

$$U_d = R_{dd} I_d + R_{dq} I_q + \frac{\partial L_{dd} I_d}{\partial t} + \frac{\partial L_{dq} I_q}{\partial t} - \omega (L_{qd} I_d + L_{qq} I_q) + \frac{\partial N \Phi_d}{\partial t} - \omega N \Phi_q \quad (2.37)$$

$$U_q = R_{qd} I_d + R_{qq} I_q + \frac{\partial L_{qd} I_d}{\partial t} + \frac{\partial L_{qq} I_q}{\partial t} + \omega (L_{dd} I_d + L_{dq} I_q) + \frac{\partial N \Phi_q}{\partial t} + \omega N \Phi_d \quad (2.38)$$

Zur Parametrierung obiger Gleichungen werden die Spannungsgleichungen 2.18-2.20 in das d/q-System transformiert.

$$\begin{pmatrix} U_d \\ U_q \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

$$= T \begin{pmatrix} R_1 I_1 \\ R_2 I_2 \\ R_3 I_3 \end{pmatrix} + T \begin{pmatrix} \frac{\partial L_1 I_1}{\partial t} \\ \frac{\partial L_2 I_2}{\partial t} \\ \frac{\partial L_3 I_3}{\partial t} \end{pmatrix} + T \begin{pmatrix} -\omega N \hat{\Phi}_1 \sin(\gamma_1) \\ -\omega N \hat{\Phi}_2 \sin(\gamma_2) \\ -\omega N \hat{\Phi}_3 \sin(\gamma_3) \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

Die Bestimmung der Widerstandsparameter erfolgt anhand eines Koeffizientenvergleichs. Hierfür werden die Widerstandsterme der Gleichungen 2.37 und 2.38 den entsprechenden

zu transformierenden Termen gleichgesetzt.

$$\begin{pmatrix} R_{dd} I_d + R_{dq} I_q \\ R_{qd} I_d + R_{qq} I_q \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} R_1 I_1 \\ R_2 I_2 \\ R_3 I_3 \end{pmatrix} \quad (2.41)$$

Das Zusammenfassen der ausmultiplizierten Gleichungen erfolgt unter Nutzung der Beziehung:

$$\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix}. \quad (2.42)$$

Anschließend lassen sich die Parameter aus dem  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem denjenigen aus dem d/q-System zuordnen.

$$R_{dd} = R_1 \left( \frac{1}{3} + \frac{1}{3} \cos 2\gamma_1 \right) + R_2 \left( \frac{1}{3} + \frac{1}{3} \cos 2\gamma_2 \right) + R_3 \left( \frac{1}{3} + \frac{1}{3} \cos 2\gamma_3 \right) \quad (2.43)$$

$$R_{qq} = R_1 \left( \frac{1}{3} - \frac{1}{3} \cos 2\gamma_1 \right) + R_2 \left( \frac{1}{3} - \frac{1}{3} \cos 2\gamma_2 \right) + R_3 \left( \frac{1}{3} - \frac{1}{3} \cos 2\gamma_3 \right) \quad (2.44)$$

$$R_{dq} = -\frac{1}{3} R_1 \sin 2\gamma_1 - \frac{1}{3} R_2 \sin 2\gamma_2 - \frac{1}{3} R_3 \sin 2\gamma_3 \quad (2.45)$$

$$R_{qd} = R_{dq} \quad (2.46)$$

Die Widerstandsparameter werden bei ungleichen Wicklungswiderständen sinusförmig und mit dem doppelten Rotorwinkel modelliert. Im Sonderfall symmetrischer Widerstände mit  $R_1 = R_2 = R_3 = R$  vereinfachen sich die Ausdrücke.

$$R_{dd} = R \quad (2.47)$$

$$R_{qq} = R \quad (2.48)$$

$$R_{dq} = 0 \quad (2.49)$$

$$R_{qd} = 0 \quad (2.50)$$

Die Parameter  $L_{dd}$ ,  $L_{dq}$ ,  $L_{qd}$  und  $L_{qq}$  werden ebenfalls mit einem Koeffizientenvergleich gewonnen.

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial L_{qd} I_d}{\partial t} + \frac{\partial L_{dq} I_q}{\partial t} - \omega (L_{qd} I_d + L_{qq} I_q) \\ \frac{\partial L_{qd} I_d}{\partial t} + \frac{\partial L_{qq} I_q}{\partial t} + \omega (L_{dd} I_d + L_{dq} I_q) \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} \frac{\partial L_1 I_1}{\partial t} \\ \frac{\partial L_2 I_2}{\partial t} \\ \frac{\partial L_3 I_3}{\partial t} \end{pmatrix} \quad (2.51)$$

Die zeitliche Ableitung in den induktiven Termen des Statorsystems wird durch Anwendung der Produktregel aufgeteilt. Dabei sind die Abhängigkeiten  $I_1 = f(I_d, I_q, \gamma)$ ,  $I_2 = f(I_d, I_q, \gamma)$ ,  $I_3 = f(I_d, I_q, \gamma)$  zu beachten.

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial L_1 I_1}{\partial t} \\ \frac{\partial L_2 I_2}{\partial t} \\ \frac{\partial L_3 I_3}{\partial t} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1 \frac{\partial L_1}{\partial t} + L_1 \frac{\partial I_1}{\partial t} \\ I_2 \frac{\partial L_2}{\partial t} + L_2 \frac{\partial I_2}{\partial t} \\ I_3 \frac{\partial L_3}{\partial t} + L_3 \frac{\partial I_3}{\partial t} \end{pmatrix} \quad (2.52)$$

$$= \begin{pmatrix} I_1 \frac{\partial L_1}{\partial t} + L_1 \frac{dI_d}{dt} \frac{\partial I_1}{\partial I_d} + L_1 \frac{dI_q}{dt} \frac{\partial I_1}{\partial I_q} + L_1 \frac{d\gamma}{dt} \frac{\partial I_1}{\partial \gamma} \\ I_2 \frac{\partial L_2}{\partial t} + L_2 \frac{dI_d}{dt} \frac{\partial I_2}{\partial I_d} + L_2 \frac{dI_q}{dt} \frac{\partial I_2}{\partial I_q} + L_2 \frac{d\gamma}{dt} \frac{\partial I_2}{\partial \gamma} \\ I_3 \frac{\partial L_3}{\partial t} + L_3 \frac{dI_d}{dt} \frac{\partial I_3}{\partial I_d} + L_3 \frac{dI_q}{dt} \frac{\partial I_3}{\partial I_q} + L_3 \frac{d\gamma}{dt} \frac{\partial I_3}{\partial \gamma} \end{pmatrix} \quad (2.53)$$

$$= \begin{pmatrix} I_1 \frac{\partial L_1}{\partial t} + L_1 \frac{dI_d}{dt} \cos \gamma_1 - L_1 \frac{dI_q}{dt} \sin \gamma_1 - L_1 \omega (I_d \sin \gamma_1 + I_q \cos \gamma_1) \\ I_2 \frac{\partial L_2}{\partial t} + L_2 \frac{dI_d}{dt} \cos \gamma_2 - L_2 \frac{dI_q}{dt} \sin \gamma_2 - L_2 \omega (I_d \sin \gamma_2 + I_q \cos \gamma_2) \\ I_3 \frac{\partial L_3}{\partial t} + L_3 \frac{dI_d}{dt} \cos \gamma_3 - L_3 \frac{dI_q}{dt} \sin \gamma_3 - L_3 \omega (I_d \sin \gamma_3 + I_q \cos \gamma_3) \end{pmatrix} \quad (2.54)$$

In den Gleichungen wird jeder Induktivitätsparameter sowohl im dynamischen  $\partial t$ -Term als auch im stationären  $\omega$ -Term verwendet. Zur Bestimmung der Parameter bietet sich die Auswertung der  $\omega$ -Terme an.

$$\begin{pmatrix} -\omega (L_{qd} I_d + L_{qq} I_q) \\ \omega (L_{dd} I_d + L_{dq} I_q) \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} -L_1 \omega (I_d \sin \gamma_1 + I_q \cos \gamma_1) \\ -L_2 \omega (I_d \sin \gamma_2 + I_q \cos \gamma_2) \\ -L_3 \omega (I_d \sin \gamma_3 + I_q \cos \gamma_3) \end{pmatrix} \quad (2.55)$$

Analog zum Vorgehen bei den Widerstandsparametern werden die Ausdrücke ausmultipliziert und neu zusammengefasst.

$$L_{dd} = L_1 \left( \frac{1}{3} - \frac{1}{3} \cos 2\gamma_1 \right) + L_2 \left( \frac{1}{3} - \frac{1}{3} \cos 2\gamma_2 \right) + L_3 \left( \frac{1}{3} - \frac{1}{3} \cos 2\gamma_3 \right) \quad (2.56)$$

$$L_{qq} = L_1 \left( \frac{1}{3} + \frac{1}{3} \cos 2\gamma_1 \right) + L_2 \left( \frac{1}{3} + \frac{1}{3} \cos 2\gamma_2 \right) + L_3 \left( \frac{1}{3} + \frac{1}{3} \cos 2\gamma_3 \right) \quad (2.57)$$

$$L_{dq} = L_1 \frac{1}{3} \sin 2\gamma_1 + L_2 \frac{1}{3} \sin 2\gamma_2 + L_3 \frac{1}{3} \sin 2\gamma_3 \quad (2.58)$$

$$L_{qd} = L_{dq} \quad (2.59)$$

Die transformierten Induktivitäten sind in einem asymmetrischen System somit ebenfalls abhängig vom zweifachen des Rotorwinkels  $\gamma$ . Im Kontext von sensorlosen Regelungen spricht man dabei von einer statorfesten Anisotropie. Der Effekt wirkt sich negativ auf die Leistungsfähigkeit von injektionsbasierten sensorlosen Regelalgorithmen aus, da er sich mit der gesuchten rotorfesten Anisotropie überlagert. Erwartungsgemäß entfallen die trigonometrischen Terme für symmetrische Induktivitäten mit  $L_1 = L_2 = L_3 = L$ .

$$L_{dd} = L \quad (2.60)$$

$$L_{qq} = L \quad (2.61)$$

$$L_{dq} = 0H \quad (2.62)$$

$$L_{qd} = 0H \quad (2.63)$$

Es verbleibt die Bestimmung der Rotorflussparameter  $\Phi_d$ ,  $\Phi_q$  sowie deren zeitlichen Ableitungen  $\frac{\partial \Phi_d}{\partial t}$ ,  $\frac{\partial \Phi_q}{\partial t}$ .

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial N \Phi_d}{\partial t} - \omega N \Phi_q \\ \frac{\partial N \Phi_q}{\partial t} + \omega N \Phi_d \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} -\omega N \hat{\Phi}_1 \sin(\gamma_1) \\ -\omega N \hat{\Phi}_2 \sin(\gamma_2) \\ -\omega N \hat{\Phi}_3 \sin(\gamma_3) \end{pmatrix} \quad (2.64)$$

Asymmetrische Rotorflüsse in den Phasen haben eine Modulation des transformierten Flussvektors mit dem zweifachen Rotorwinkel zur Folge.

$$\Phi_d = \hat{\Phi}_1 \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{3} \cos(2\gamma_1)\right) + \hat{\Phi}_2 \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{3} \cos(2\gamma_2)\right) + \hat{\Phi}_3 \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{3} \cos(2\gamma_3)\right) \quad (2.65)$$

$$\Phi_q = \hat{\Phi}_1 \frac{1}{3} \sin(2\gamma_1) + \hat{\Phi}_2 \frac{1}{3} \sin(2\gamma_2) + \hat{\Phi}_3 \frac{1}{3} \sin(2\gamma_3) \quad (2.66)$$

Die Zeitableitungen der transformierten Flüsse entfallen, da die Amplituden  $\hat{\Phi}_1$ ,  $\hat{\Phi}_2$ ,  $\hat{\Phi}_3$  der Rotorflüsse konstant angenommen werden.

$$\frac{\partial \Phi_d}{\partial t} = 0 \text{ V} \quad (2.67)$$

$$\frac{\partial \Phi_q}{\partial t} = 0 \text{ V} \quad (2.68)$$

Für den Sonderfall  $\hat{\Phi}_1 = \hat{\Phi}_2 = \hat{\Phi}_3 = \hat{\Phi}$  ergibt sich wie erwartet eine reine d-Ausrichtung des Rotorflusses.

$$\Phi_d = \hat{\Phi} \quad (2.69)$$

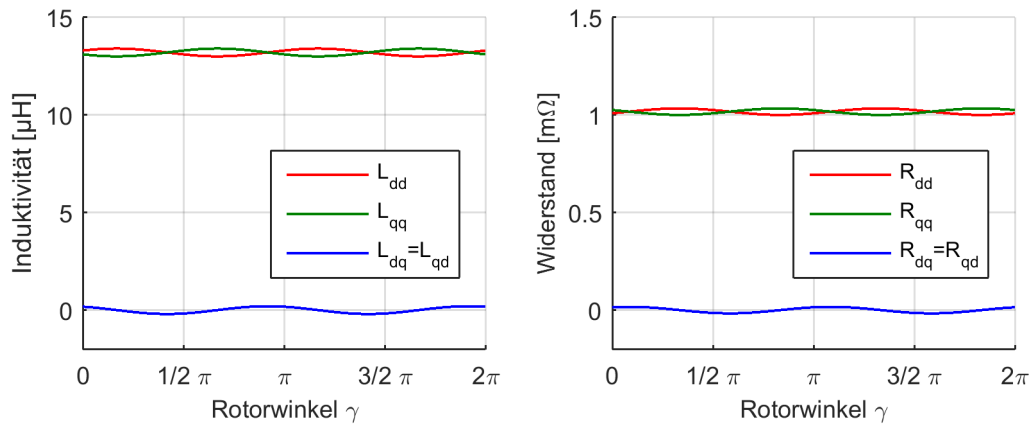
$$\Phi_q = 0 \text{ Wb} \quad (2.70)$$

Zur vollständigen Beschreibung des Systems in rotorfesten Koordinaten wird letztlich die Nullsystemkomponente  $u_0$  benötigt. Diese lässt sich entsprechend Gleichung 2.34 berechnen.

$$\begin{aligned} u_0 &= \frac{1}{3} U_1 + \frac{1}{3} U_2 + \frac{1}{3} U_3 \\ &= \frac{1}{3} \left( R_1 I_1(t) + \frac{\partial L_1 I_1}{\partial t} - \omega N \hat{\Phi}_1 \sin(\gamma_1) \right. \\ &\quad + R_2 I_2(t) + \frac{\partial L_2 I_2}{\partial t} - \omega N \hat{\Phi}_2 \sin(\gamma_2) \\ &\quad \left. + R_3 I_3(t) + \frac{\partial L_3 I_3}{\partial t} - \omega N \hat{\Phi}_3 \sin(\gamma_3) \right) \end{aligned} \quad (2.71)$$

In allgemeiner Form lässt sich der Ausdruck nicht weiter vereinfachen. Es fällt auf, dass  $u_0$  lediglich mit  $\gamma$  und nicht wie obige Parameter mit  $2\gamma$  moduliert wird. In einer symmetrischen Maschine mit  $R_1 = R_2 = R_3$ ,  $L_1 = L_2 = L_3$  und  $\hat{\Phi}_1 = \hat{\Phi}_2 = \hat{\Phi}_3$  wird  $u_0$  zu Null.

Zur Veranschaulichung der Ergebnisse werden in Abb. 2.3 die Verläufe der transformierten Widerstands- und Induktivitätsparameter dargestellt. Die dabei zugrunde gelegten Statorgrößen finden sich in Tabelle 2.1. Wie bereits aus obigen Formelausdrücken ersichtlich,



**Abbildung 2.3:** Verläufe der Widerstands- und Induktivitätsparameter in d/q-Koordinaten bei  $I_d = I_q = 0A$  ohne Rotoreinfluss, berechnet aus Tabelle 2.1

werden die transformierten Größen in der asymmetrischen Maschine mit dem doppelten Rotorwinkel moduliert.

**Tabelle 2.1:** Typische Statorparameter bei Windungszahl  $N = 2$  und  $I_d = I_q = 0A$  ohne Rotorfluss

Widerstände	$R_1$	$1,00\text{ m}\Omega$
	$R_2$	$1,00\text{ m}\Omega$
	$R_3$	$1,05\text{ m}\Omega$
Induktivitäten	$L_1$	$13,0\text{ }\mu\text{H}$
	$L_2$	$13,6\text{ }\mu\text{H}$
	$L_3$	$13,0\text{ }\mu\text{H}$

### 2.1.3 Drehmomentbildung

Die Wandlung von elektrischer zu mechanischer Energie und umgekehrt basiert in einer induktiven Maschine auf dem Effekt der Lorentzkraft. Die Lorentzkraft  $\vec{F}_L$  wirkt auf eine mit der Geschwindigkeit  $\vec{v}$  bewegte Ladung  $q$  in einem Magnetfeld mit der Flussdichte  $\vec{B}$ . Stehen die vektoriellen Größen senkrecht zueinander ist die Krafteinwirkung maximal. Verlaufen sie parallel oder antiparallel, wirkt keine Kraft. Analytisch lässt sich diese Eigenschaft mit dem Kreuzprodukt beschreiben.

$$\vec{F}_L = q \left( \vec{v} \times \vec{B} \right) \quad [\text{MS05}] \quad (2.72)$$

Der Strom in den Wicklungen einer Maschine lässt sich als Flächenstrom an der Grenze zum Luftspalt modellieren. Die Betrachtung als Flächenstrom ist zulässig wenn die Permeabilität des Stators sehr viel höher ist als diejenige im Luftspalt [Sch00]. Der Flächenstrom befindet sich im dazu senkrechten Erregerfeld des Läufers und erfährt die Lorentzkraft, welche das gewünschte Drehmoment erzeugt. Durch tangentielle Komponenten

ten im Erregerfeld entsteht ein sogenanntes Rastmoment. Dieses kann lediglich in FEM-Simulationen bestimmt werden [Sch00] und wird daher vernachlässigt.

Die Theorie der Raumzeigertransformation vereinfacht obiges Kreuzprodukt und ermöglicht die Berechnung des Luftspaltmoments  $M_{Mi}$  in Drehfeldmaschinen in einem kompakten Formelausdruck mit Flussverkettungen  $\Psi_d, \Psi_q$  und Stromkomponenten  $I_d, I_q$ .

$$M_{Mi} = \frac{3}{2} p (\Psi_d I_q - \Psi_q I_d) \quad [\text{Sch00}] \quad (2.73)$$

Diese Gleichung lässt sich auch auf die Maschine DYNAX anwenden. Die Berechnung soll im rotorfesten Koordinatensystem erfolgen, könnte jedoch auch im statorfesten System basierend auf Gl. 2.5-2.7 durchgeführt werden. Zunächst werden die Ausdrücke für die verketteten Flüsse aufgestellt. Die Anisotropien im Magnetkreis werden dabei berücksichtigt.

$$\Psi_d = L_{dd} I_d + L_{dq} I_q + N \Phi_d \quad (2.74)$$

$$\Psi_q = L_{qd} I_d + L_{qq} I_q + N \Phi_q \quad (2.75)$$

In einer TFM liegen keine überlagerten Flüsse in d- oder q-Richtung vor. Bei  $\Psi_d$  und  $\Psi_q$  handelt es sich um reine Rechengrößen ohne physikalischen Hintergrund. Zusammen mit Gl. 2.73 ergeben die Flussverkettungen die Drehmomentgleichung im asymmetrischen System.

$$M_{Mi} = \frac{3}{2} p (N \Phi_d I_q - N \Phi_q I_d + (L_{dd} - L_{qq}) I_d I_q + L_{dq} I_q^2 - L_{qd} I_d^2) \quad (2.76)$$

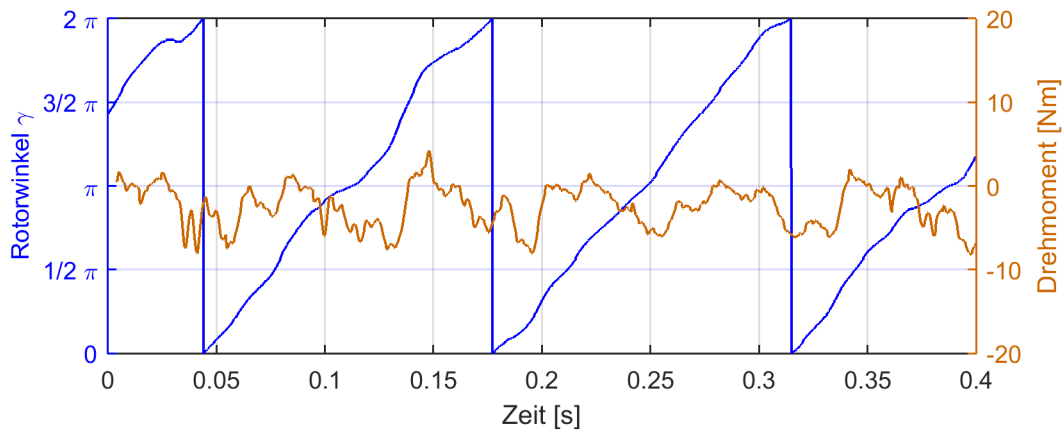
Der Ausdruck hat einige Gemeinsamkeiten mit der Drehmomentgleichung einer Synchronmaschine, wie sie in der Literatur [Sch00] beschrieben ist. Den größten Beitrag zum erreichbaren Drehmoment stellt der Term  $\Phi_d I_q$  dar. Die Differenz der Hauptinduktivitäten ( $L_{dd} - L_{qq}$ ) erzeugt ein Reluktanzmoment. In einer idealen Drehfeldmaschine treten keine Kreuzinduktivitäten auf und es existiert keine q-Rotorflusskomponente.

In der untersuchten Maschine wird im unteren Lastbereich kein Reluktanzmoment erwartet, da deren Rotor isotrop aufgebaut ist. Bei Nennlast können die Hauptinduktivitäten jedoch unterschiedlich gesättigt werden und somit ein geringes Reluktanzmoment erzeugen.

Aus der Annahme, dass die Magnetringe im Rotor identische Flussamplituden in die Eisenkreise einbringen folgt, dass  $\Phi_q$  zu Null wird. Werden die Permanentmagneten durch Gegenfelder unterschiedlich geschwächt kann durch  $\Phi_q$  ein Pendelmoment entstehen.

Die Kreuzinduktivitäten  $L_{dq}, L_{qd}$  beschreiben Flusskomponenten die ebenfalls Drehmoment erzeugen können. Interessant ist hier das Ergebnis, dass die Stromkomponenten  $I_d, I_q$  quadratisch eingehen und die Krafrichtung somit unabhängig von deren Vorzeichen ist.

Der Einfluss der Anisotropien auf das Luftspaltmoment  $M_{Mi}$  ist bei der Maschine DYNAX nicht vernachlässigbar. Dies wird Anhand der Messdaten in Abb. 2.4 verdeutlicht. Diese zeigt das gemessene Drehmoment  $M$  im Kurzschlussbetrieb, welches wie die transformierten Parameter von den Anisotropien mit dem zweifachen des Rotorwinkels  $\gamma$  moduliert wird.



**Abbildung 2.4:** Gemessenes Schleppmoment mit Rotorwinkel im Kurzschlussbetrieb

### 2.1.4 Abschätzung der sensorlosen Regelbarkeit

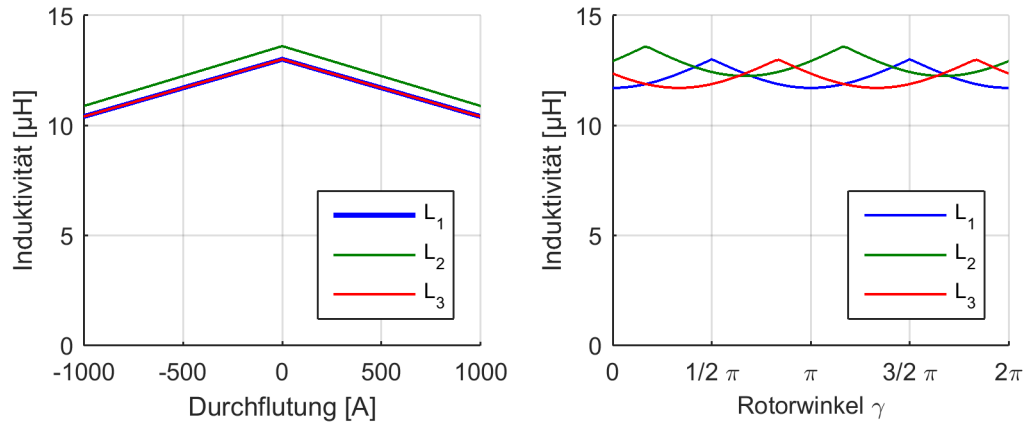
In Abschnitt 1.4.2.1 wurden die weichmagnetischen Eigenschaften des SMC-Statormaterials diskutiert. Dabei wurde insbesondere auf dessen Sättigungsverhalten eingegangen. Die Sättigung des Statormaterials durch die Permanentmagnete im Rotor schlägt sich auf die transformierten Induktivitäten nieder, welche von Injektionsverfahren zur sensorlosen Winkelbestimmung genutzt werden können. In diesem Abschnitt wird der Zusammenhang zwischen Rotorfluss und den resultierenden Induktivitätswerten hergestellt.

Mit steigenden Durchflutungen in den Eisenkreisen steigen die Sättigungsgrade des Statormaterials und die Stranginduktivitäten  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  sinken ab. Die Durchflutungen  $\Theta_1$ ,  $\Theta_2$ ,  $\Theta_3$  resultieren aus nichtlinearen Funktionen, die maßgeblich von den Strömen  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  mit Windungszahl  $N$  und den Rotorflüssen  $\Phi_1(\gamma)$ ,  $\Phi_2(\gamma)$ ,  $\Phi_3(\gamma)$  abhängen. Da eine analytische Beschreibung der auftretenden Effekte und Wechselwirkungen sehr aufwendig und nicht vollständig möglich ist, werden zur Darstellung der fundamentalen Zusammenhänge stark vereinfachende Annahmen vorausgesetzt:

- Die Sättigungsverläufe sind linear.
- Der Stator bleibt unbestromt bzw. die Maschine befindet sich im Leerlauf.
- Die Permanentmagneten des Rotors bringen mit dem Winkel  $\gamma$  sinusförmige Durchflutungen ein.
- Im Scheitel der Rotordurchflutungen werden die Stranginduktivitäten um 10 % gesättigt.

Die stark vereinfachten Induktivitätskennlinien sind links in Abb. 2.5 zu sehen. Zusammen mit den sinusförmigen Durchflutungen der Permanentmagneten werden aus den bisher konstanten Stranginduktivitäten die winkelabhängigen Funktionen  $L_1(\gamma)$ ,  $L_2(\gamma)$  und  $L_3(\gamma)$ . Deren Verläufe sind rechts in Abb. 2.5 dargestellt.

Abb. 2.6 zeigt die transformierten Größen zu den Stranginduktivitäten aus Abb. 2.5. Mit Berücksichtigung der Sättigung durch den Rotorfluss ergeben sich für  $L_{qq}$  und  $L_{dd}$  unterschiedliche Mittelwerte. Außerdem wird eine sechste Oberwelle eingebracht, die aus den

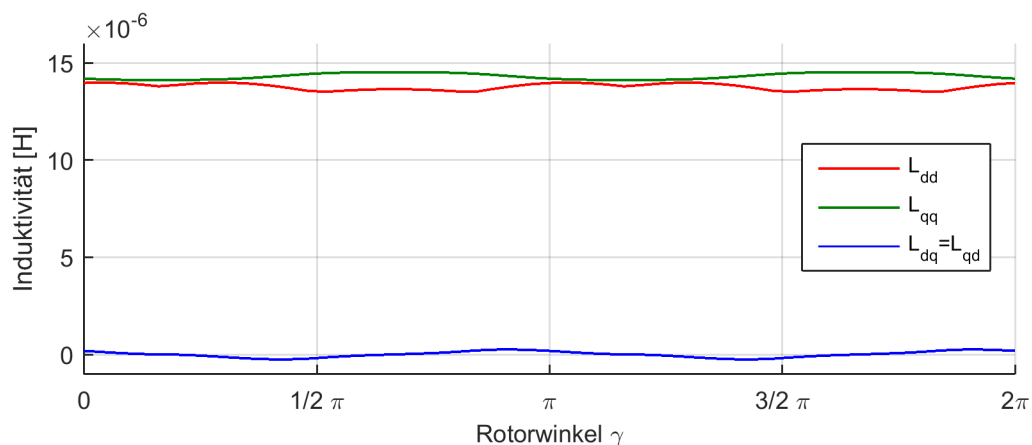


**Abbildung 2.5:** Lineare Modellfunktionen der Stranginduktivitäten und deren Verläufe über eine Rotorumdrehung im Leerlauf

getrennten Sättigungsverläufen der Phasenscheiben resultiert. Die zweite Oberwelle aus der Statorgeometrie bleibt erhalten.

Injektionsverfahren zur Winkelbestimmung basieren meist auf unterschiedlichen Werten für  $L_{qq}$  und  $L_{dd}$ . In Abb. 2.6 berühren sich deren Verläufe jedoch in einigen Rotorpositionen. Das analytische Modell ist jedoch nicht präzise genug um eine zuverlässige Aussage darüber zu machen, ob und wie der Rotorwinkel sensorlos bestimmt werden kann.

Die Modellierung des Verhaltens in den Arbeitspunkten Teil- oder Nennlast gestaltet sich deutlich aufwendiger als in der bisherigen unbestromten Betrachtung. Die vernachlässigten Wechselwirkungen zwischen Statorströmen und Rotorfluss sind entscheidend für die Charakteristik einer Maschine. Zur Abbildung dieser Effekte werden in [HFLH11] Tabellen für sämtliche Parameter und Arbeitspunkte angelegt. Jeder Arbeitspunkt ist durch drei Zustandsgrößen, dem Rotorwinkel und den zwei Stromkomponenten, definiert. Die Tabellenwerte werden vorab in umfangreichen FEM-Simulationen berechnet. Dieses Vorgehen wäre prinzipiell auch bei der Maschine DYNAX möglich, wäre jedoch aufgrund des



**Abbildung 2.6:** Verläufe der transformierten Induktivitätsparameter mit Sättigung durch Rotorfluss



enormen Rechenaufwands unpraktikabel. Dieser resultiert aus der komplexen räumlichen Klauengeometrie und insbesondere aus den Streufeldern zwischen den Phasenscheiben, die eine Vereinfachung des FEM-Modells behindern. Trotzdem könnten die Anforderungen aus Abschn. 1.5.2 nicht erfüllt werden. Hysterese und Wirbelströme sollen berücksichtigt werden und so wäre jeder Arbeitspunkt von mindestens neun Dimensionen abhängig. Jeweils mindestens drei Dimensionen kämen für die vorherigen Magnetisierungszustände und Wirbelströme in den drei Phasenscheiben hinzu. Tabellen, die das Verhalten der Maschine in allen Arbeitspunkten bei der gewünschten Modellierungstiefe vorhalten, sind somit mit darstellbarem Aufwand nicht realisierbar.

## 2.2 Analytische Modellierung mit Ersatzschaltbild

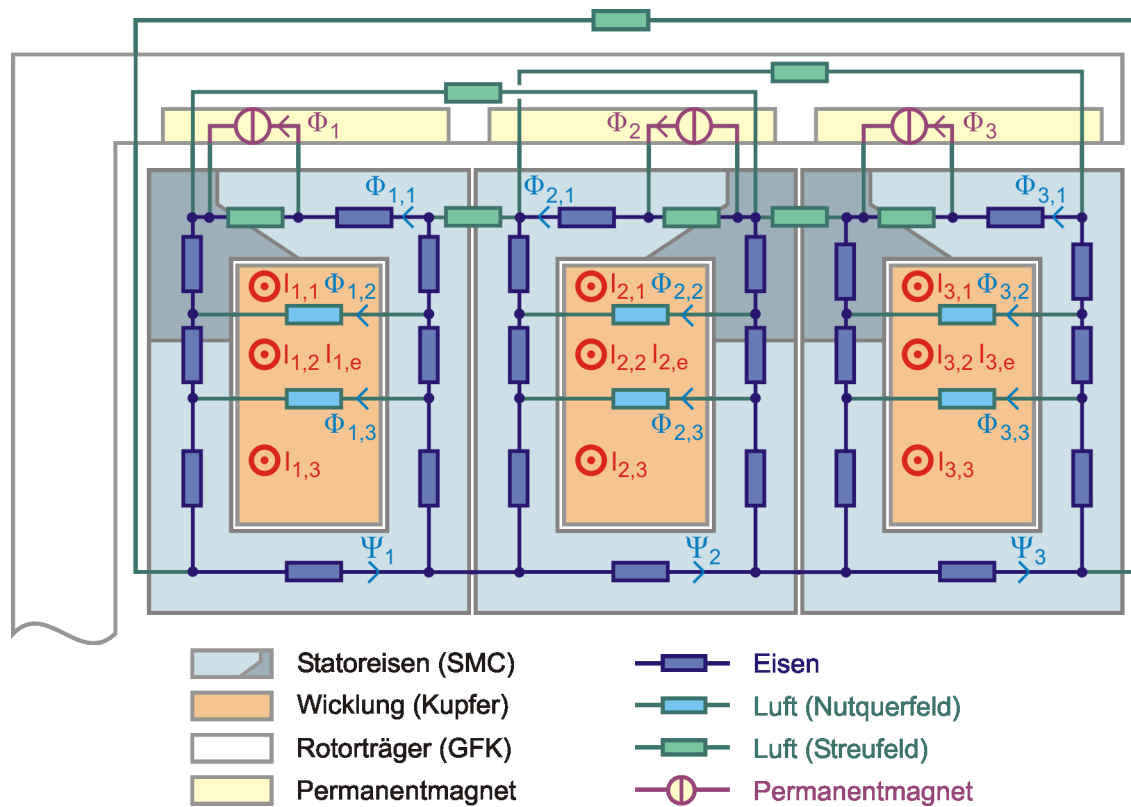
Das hier beschriebene Maschinenmodell wurde vom Autor erstmals in [BK14a] vorgestellt. Es erfüllt sämtliche Anforderungen aus Abschn. 1.5.2 und übertrifft diesbezüglich den Ansatz im vorhergehendem Abschnitt.

Wie in Abschnitt 2.1 anhand der Spannungsgleichungen gezeigt werden konnte, ist das Grundwellenverhalten der Maschine ähnlich dem einer konventionellen PMSM. Jedoch unterscheidet sich der Eisenkreis im Scheibenaufbau grundsätzlich von dem einer PMSM. Das vorgestellte Maschinenmodell basiert auf einem magnetischen Ersatzschaltbild das neben den Hauptflüssen in den Phasenscheiben auch die koppelnden Streuflüsse berücksichtigt. Abb. 2.7 zeigt die verschalteten Ersatzelemente hinterlegt mit dem axialen Schnittbild der Maschine.

Die magnetischen Hauptkreise bestehen aus Netzwerken von Ersatzwiderständen und sind über Streufeldpfade miteinander gekoppelt. Die Hauptflussverkettungen  $\Psi_1, \Psi_2, \Psi_3$  fließen am Boden der Statorringe und verzweigen sich durch ein Netzwerk von magnetischen Ersatzwiderständen unter anderem in die Nutquerflüsse  $\Phi_{1,2}, \Phi_{1,3}, \Phi_{2,2}, \Phi_{2,3}, \Phi_{3,2}, \Phi_{3,3}$  und die Flüsse in den Klauen  $\Phi_{1,1}, \Phi_{2,1}, \Phi_{3,1}$ . Jeder Ersatzwiderstand verfügt über entsprechende Materialeigenschaften und eine an die Statorgeometrie angelehnte Abmessung. Im Modell wird von einer einwindigen Maschine ausgegangen ohne den Wicklungsaufbau von mehrwindigen Ausführungen zu berücksichtigen. Die jeweils parallelen Teilströme  $I_{1,1}||I_{1,2}||I_{1,3}$  in Phase 1,  $I_{2,1}||I_{2,2}||I_{2,3}$  in Phase 2 und  $I_{3,1}||I_{3,2}||I_{3,3}$  in Phase 3 bilden anisotrope Stromdichten nach. Zur Simulation von Varianten mit der Windungszahl  $N$  werden Ströme und Spannungen an den Klemmen der Maschine um den Faktor  $N$  bzw.  $1/N$  skaliert. Wirbelströme werden mit  $I_{1,e}, I_{2,e}, I_{3,e}$  berücksichtigt. Die Permanentmagneten im Rotor werden als Flussquellen  $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3$  modelliert, welche parallel zu den Streufeldern zwischen den Klauen in die Hauptkreise eingebunden sind.

### 2.2.1 Magnetische Ersatzwiderstände

Grundlage zur Lösung des magnetischen Ersatzkreises ist die Berechnung des Verhaltens der einzelnen magnetischen Ersatzwiderstände. Analog zum Widerstand im elektrischen Netzwerk ist der magnetische Widerstand durch das Verhältnis von magnetischer Spannung  $\Theta$ , auch Durchflutung genannt, zum magnetischen Fluss  $\Phi$  definiert. Diese Größen werden aus den spezifischen Größen Flussdichte  $B$  und Feldstärke  $H$  mit den geo-



**Abbildung 2.7:** Axiales Schnittbild der TFM mit magnetischem Ersatzschaltbild (modifiziert nach [BK14a])

metrischen Eigenschaften der Querschnittsfläche  $A$  und der Länge  $l$  berechnet. Die Querschnittsfläche und die Länge eines jeden Ersatzwiderstands ist entsprechend den lokalen Verhältnissen an der jeweiligen Position definiert.

$$\Phi = B A \quad (2.77)$$

$$\Theta = H l \quad (2.78)$$

Die Flussdichte lässt sich für eine gegebene Feldstärke mit der Permeabilitätskonstante  $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$  und der Magnetisierung  $M$ , für die im Vakuum  $M_0 = 0 \text{ A/m}$  gilt, berechnen.

$$B = \mu_0 (H + M) \quad (2.79)$$

### 2.2.1.1 Lineares Verhalten

Im Gasgemisch Luft verhalten sich Flussdichte und Feldstärke linear zueinander. Lineares magnetisches Verhalten wird oftmals mit einer konstanten magnetischen Volumenssuszeptibilität  $\chi_V$  oder einer konstanten relativen Permeabilität  $\mu_r$  beschrieben. Für die Berechnung von Feldern in Luft ist  $\mu_{r,Luft} \approx 1$  zu wählen. Die Magnetisierung  $M_{lin}$

steigt linear mit der Feldstärke an.

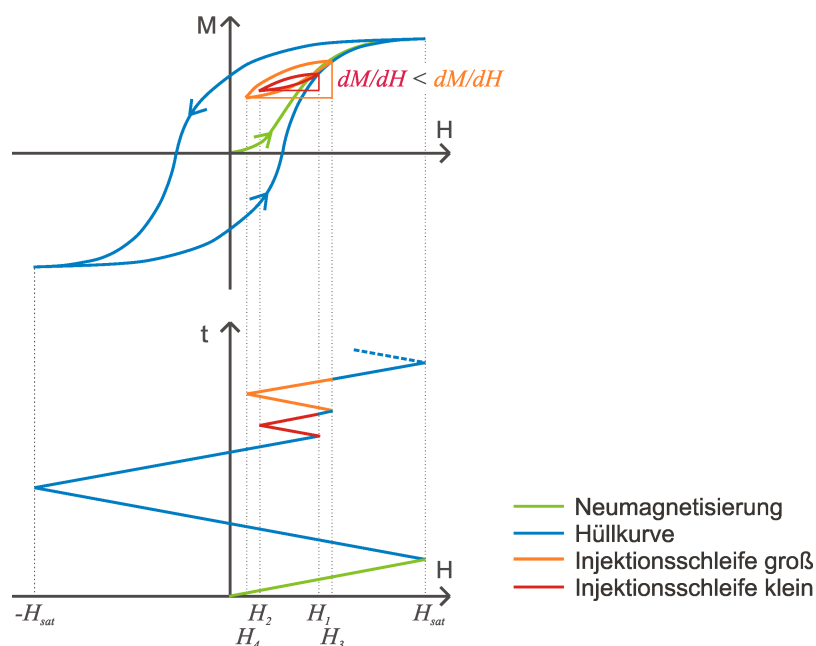
$$M_{lin} = H \chi_V = H (\mu_r - 1) \quad (2.80)$$

Eingesetzt in Gl. 2.79 vereinfacht sich die Formel zur Berechnung linearer Felder zu

$$B_{lin} = \mu_0 \mu_r H \quad (2.81)$$

### 2.2.1.2 Sättigung und Hysterese

Wie in Abschnitt 1.4 beschrieben wurde, verhalten sich Eisenkreise aus SMC und aus Blechschnitt unterschiedlich. Beide Werkstoffe bestehen jedoch größtenteils aus dem Element Eisen, das mit Sättigungs- und Hystereseverhalten die grundlegende Charakteristik der Magnetisierung vorgibt. Abb. 2.8 zeigt qualitative Magnetisierungskurven von Eisen im M-H-Diagramm.



**Abbildung 2.8:** Qualitative Magnetisierungskurven von Eisen

Ausgehend vom entmagnetisierten Zustand folgt die Magnetisierung  $M$  bei steigender Feldstärke  $H$  zunächst der Neumagnetisierungskurve bis zum Sättigungspunkt bei  $H_{sat}$  mit  $dM/dH = 0$ . Anschließend sinkt die Feldstärke ab um in negativer Richtung wieder anzusteigen. Die Magnetisierung verläuft dabei auf der absteigenden Trajektorie der Hüllkurve die sich durch das Hystereseverhalten von der Neukurve unterscheidet. Der Magnetisierungsverlauf wird stets von der vorhergehenden Magnetisierung beeinflusst. Es handelt sich somit um ein zeitvariantes System. Bei Erreichen der negativen Sättigungsfeldstärke  $-H_{sat}$  erfolgt ein erneuter Anstieg in positiver Richtung. Die Magnetisierung bewegt sich entlang der aufsteigenden Trajektorie der Hüllkurve.

Injektionsverfahren werten die Induktivität der Maschine oftmals mit Anregungssignalen aus. Der gemessene Induktivitätswert resultiert aus dem Gradienten  $dM/dH$ . Wie in

Abb. 2.8 zu sehen ist, beeinflusst die Hysterese dessen Wert. Je kleiner die Amplitude der Anregung gewählt wird, desto stärker ist der Einfluss auf das Messergebnis. Die korrekte Wiedergabe dieses Verhaltens ist bei der zu untersuchenden Maschine insbesondere von Interesse, da das Hystereseverhalten im SMC stark ausgeprägt ist und die Hystereseschleifen in den Phasenscheiben getrennt voneinander durchlaufen werden. Die Anregungsamplituden in den einzelnen Phasen sind während einer Signalperiode stets unterschiedlich. In der Auswertung der Induktivität überlagern sich die drei Gradienten. Zur korrekten Simulation von Injektionsverfahren wird ein Eisenmodell benötigt, das den Einfluss der Hysterese berücksichtigt.

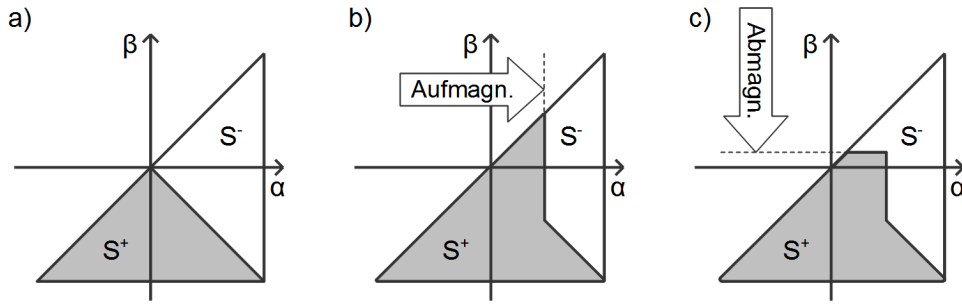
In der Dissertation [Ros11] werden zum Entwurf von elektromagnetischen Aktoren unter Berücksichtigung von Hysterese verschiedene Modelle diskutiert und gegenübergestellt. Aufgrund des Rechenleistungsbedarfs wird dabei von der Verwendung des klassischen Preisach-Modells mit diskreter Integration der Hysterons, welche die Elementarmagnete nachbilden, abgesehen und das Jiles-Atherton-Modell vorgezogen. Beide Modelle wären in der Lage die Injektionsschleifen zu berechnen. In einer weiteren Dissertation [Zhu94] wird eine Variante des Preisach-Modells vorgestellt, die die diskrete Integration umgeht und den Rechenaufwand minimiert. Neben der Laufzeiteffizienz bringt diese Preisach-Variante noch weitere Vorteile mit sich:

- die günstige Parametrierung auf Basis der B-H-Hüllkurve und
- die korrekte Berechnung hoher Feldstärkegradienten wie sie bei einer iterativen Lösung der Netzwerkgleichungen im Modell auftreten.

Zur effizienten Lösung der Netzwerkgleichungen wäre die Umkehrfunktion des Preisach-Modells wünschenswert. Eine Möglichkeit zur Invertierung des Preisach-Modells wird in der Veröffentlichung [ITK05] vorgeschlagen. Eine Übertragung des Ansatzes auf die gewählte Modellvariante ist mit überschaubarem Aufwand jedoch nicht möglich und wird daher verworfen.

Die Preisach-Theorie basiert auf einem Modell von Elementarmagneten. Die Anzahl der positiv ausgerichteten Elementarmagneten wird mit  $S^+$ , die Anzahl der negativ ausgerichteten Elementarmagneten mit  $S^-$  bezeichnet. Im entmagnetisierten Zustand mit  $H = 0 \text{ A/m}$ ,  $M = 0 \text{ A/m}$  gilt  $S^+ = S^-$ . In Abb. 2.9 entspricht die Summe von  $S^+$  und  $S^-$  einer Dreiecksfläche, der die Dichtefunktion  $\mu(y, x)$  zugrunde gelegt wird. Beim Auf- und Abmagnetisieren verschieben sich die Grenzen von  $S^+$  und  $S^-$ . Die Achsen  $\alpha$  und  $\beta$  beschreiben Feldstärken. Aufmagnetisiert wird entlang der  $\alpha$ -Achse, abmagnetisiert entlang der  $\beta$ -Achse. Hieraus resultiert die Hysteresecharakteristik der Magnetisierung  $M$ .

Eine ausführliche Herleitung und Beschreibung des Hysterese Modells ist in der Dissertation [Zhu94] zu finden. An dieser Stelle soll der implementierte Algorithmus lediglich skizziert werden. Die aktuelle Magnetisierung  $M$  ist als Funktion der aktuellen Feldstärke  $H$ , der Feldstärke im letzten relevanten Umkehrpunkt  $H_n$ , der Magnetisierung im letzten relevanten Umkehrpunkt  $M(H_n)$  und der Integralfunktion  $T = f(\alpha, \beta)$  definiert. Umkehrpunkte sind die lokalen Minima und Maxima im Feldstärkeverlauf. In Abb. 2.8 sind diese

**Abbildung 2.9:** Preisachflächen:

a) Entmagnetisiertes Material b) Aufmagnetisierung c) Abmagnetisierung

mit  $-H_{sat}$ ,  $H_4$ ,  $H_2$ ,  $H_1$ ,  $H_3$  und  $H_{sat}$  markiert. Von diesen ist stets der letzte, dessen Schleife noch nicht geschlossen wurde, relevant.

$$M(H) = \begin{cases} M(H_n) - 2T(H_n, H) & \text{für } H \geq H_n \\ M(H_n) + 2T(H, H_n) & \text{für } H < H_n \end{cases} \quad (2.82)$$

Die Integralfunktion  $T(\alpha, \beta)$  beschreibt das Flächenintegral über ein rechtwinkliges Dreieck mit der Dichtefunktion  $\mu(\alpha, \beta)$ .

$$T(\alpha, \beta) = \int_{\beta}^{\alpha} \int_{\beta}^{\alpha} \mu(y, x) dx dy \quad (2.83)$$

Zur Vereinfachung wird die Integralfunktion  $T$  aufgespalten. Der erste Teil basiert auf den Hüll-Magnetisierungskurven der aufsteigenden Trajektorie  $M_u$  und der absteigenden Trajektorie  $M_d$ . Der zweite Teil besteht aus dem Produkt der Integralfunktion  $F(\alpha)$ ,  $F(-\beta)$ .

$$T(\alpha, \beta) = \frac{M_u(\alpha) - M_d(\beta)}{2} + F(\alpha) F(-\beta) \quad (2.84)$$

Mit weiteren Überlegungen kann die Integralfunktion  $F$  schließlich ebenfalls auf  $M_u$  und  $M_d$  zurückgeführt werden.

$$F(\alpha) = \begin{cases} \frac{M_d(\alpha) - M_u(\alpha)}{2\sqrt{M_d(\alpha)}} & \text{für } \alpha \geq 0 \\ \sqrt{M_d(-\alpha)} & \text{für } \alpha < 0 \end{cases} \quad (2.85)$$

Die Hüll-Magnetisierungskurven  $M_u$ ,  $M_d$  stellen die Kalibrierdaten des Hystereseomodells dar. Diese können mit Gl. 2.79 aus der oftmals in Datenblättern aufgeführten B-H-Hüllkurve berechnet werden. Liegen diese Daten nicht vor, sind sie an einem Laboraufbau zu ermitteln.

### 2.2.2 Stromverteilung

Die Frequenzabhängigkeit der Kupferverluste ist insbesondere zur Simulation von Grundwellenverfahren von Interesse, da eine mögliche Parameterabweichung zu einem Fehler im beobachteten Rotorwinkel führt.

Durch die endliche Permeabilität des Statoreisens entstehen Nutquerfelder in den Wickelfenstern. Die Flussverkettungen der Ströme, die in den Wickelfenstern fließen, sind somit positionsabhängig. Eine zeitliche Änderung der Nutquerflüsse bewirkt eine Spannungsinduktion im Kupfer. Höherfrequente Stromkomponenten werden nach außen in Richtung Luftspalt gedrängt. Dieser Mechanismus der Stromverdrängung wird als Proximity-Effekt beschrieben [Bie12]. Inhomogene Stromdichten erhöhen die ohm'schen Verluste in der Maschine. Um diese zu minimieren wird die Wicklung aus verseilter Litze mit isolierten Einzeldrähten gefertigt. Idealerweise erfahren sämtliche Einzeldrähte über den Umfang der Maschine hinweg die gleichen Flussverkettungen, was zu homogenen Stromdichten führen würde. Tatsächlich steigen die Kupferverluste bei hohen Polwechselfrequenzen stark an, woraus auf inhomogene Stromdichten geschlossen werden kann. Aufgrund der geringen Durchmesser der Einzeldrähte sollte der Skin-Effekt einen geringen Einfluss haben. Es ist möglich, dass die Anzahl der Schläge in der Verseilung der Litze nicht ausreicht, um den Proximity-Effekt vollständig zu unterbinden. Eine detaillierte Untersuchung der Stromverdrängung in der Tangentialwicklung wäre im Rahmen weiterführender Arbeiten erstrebenswert.

Um das elementare Frequenzverhalten der Kupferverluste abbilden zu können, sind die Leiter in den Nuten in jeweils drei parallelgeschaltete Leitersegmente unterteilt. Die Leitersegmente sind als isolierte und massive Kupferleiter modelliert. Aus den Stromsummen der Segmente ergeben sich die Phasenströme  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ .

$$I_1 = I_{1,1} + I_{1,2} + I_{1,3} \quad (2.86)$$

$$I_2 = I_{2,1} + I_{2,2} + I_{2,3} \quad (2.87)$$

$$I_3 = I_{3,1} + I_{3,2} + I_{3,3} \quad (2.88)$$

Wie in Abb. 2.7 zu sehen ist werden die Querschnitte der Leitersegmente in den Verhältnissen 1:2:4 gewählt, wobei die Segmente nahe dem Luftspalt über den geringsten Querschnitt verfügen. Der Strangwiderstand bei Gleichstrom wird für alle Phasen identisch mit  $R_{cu}$  bezeichnet. Entsprechend der Querschnitte teilt sich dieser auf die Widerstände  $R_{1,1}$ ,  $R_{1,2}$ ,  $R_{1,3}$  der ersten Phase,  $R_{2,1}$ ,  $R_{2,2}$ ,  $R_{2,3}$  der zweiten Phase und  $R_{3,1}$ ,  $R_{3,2}$ ,  $R_{3,3}$  der dritten Phase auf.

$$R_{1,1} = R_{2,1} = R_{3,1} = \frac{7}{1} R_{cu} \quad (2.89)$$

$$R_{1,2} = R_{2,2} = R_{3,2} = \frac{7}{2} R_{cu} \quad (2.90)$$

$$R_{1,3} = R_{2,3} = R_{3,3} = \frac{7}{4} R_{cu} \quad (2.91)$$

Mit dieser Aufteilung kann auch bei der geringen Anzahl an modellierten Segmenten ein Anstieg des effektiven ohm'schen Widerstands auf das siebenfache des Wertes für Gleichstrom dargestellt werden. Dabei ist jedoch mit erheblichen Simulationsabweichungen zu rechnen. Basierend auf den Erfahrungen des Herstellers wird im Bereich der auftretenden Polwechselfrequenzen von einem Anstieg des effektiven Widerstands um den Faktor zwei ausgegangen, der bei gewählter Modellierung mit guter Genauigkeit darstellbar sein sollte.

Die genaue Auswirkung der von den Nutquerflüssen induzierten Spannungen ist stark von Verseilung, Durchmesser und Isolation der Einzeldrähte abhängig. Diese mikroskopischen Parameter werden nicht berücksichtigt. Zur makroskopischen Parametrierung wird

der Formfaktor  $F$  eingeführt. Dieser geht auf den folgenden Seiten bei der Berechnung der Auswirkung der Nutquerflüsse in den Differentialgleichungen 2.100-2.102 ein.

### 2.2.3 Rotorfluss

Die Permanentmagnete im Rotor werden analog zum analytischen Ansatz als winkelabhängige Flussquellen modelliert. Diese sollen abhängig von Rotorwinkel  $\gamma$  sinusförmige Flüsse  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$ ,  $\Phi_3$  mit der Amplitude  $\hat{\Phi}$  in das magnetische Netzwerk einbringen. Die Annahme dieses Verhaltens basiert auf der Auswertung von FEM-Simulationen, die seitens des Herstellers durchgeführt wurden.

$$\Phi_1 = \hat{\Phi} \cos \gamma_1 \quad (2.92)$$

$$\Phi_2 = \hat{\Phi} \cos \gamma_2 \quad (2.93)$$

$$\Phi_3 = \hat{\Phi} \cos \gamma_3 \quad (2.94)$$

Wie im Forschungsbericht [Fes11] dokumentiert ist, verhält sich das verwendete Magnetmaterial NdFeB im reversiblen Arbeitsbereich weitgehend linear zur Feldstärke. Daher wird die Magnetschwächung durch Gegenfelder von den in Abb. 2.7 parallelgeschalteten Streufeldwiderständen abgedeckt.

### 2.2.4 Wirbelströme

Dynamische Flussänderungen induzieren Spannungen im durchfluteten Material. Da im SMC-Material keine vollständige Isolation zwischen den Eisenpartikeln gewährleistet ist, bilden sich Wirbelströme im Stator. Zur Simulation von sensorlosen Verfahren sind Wirbelströme aus zwei Gründen von Interesse:

- Die Ströme wirken ihrer Ursache entgegen und reduzieren die höherfrequenten Anteile der Flussverkettung. Dies beeinflusst sowohl injektionsbasierte als auch grundwellenbasierte Verfahren.
- Zusätzliche Verluste in den Wirbelstromkreisen wirken sich ähnlich wie ohm'sche Verluste auf das Grundwellenverhalten und die darauf basierenden Verfahren aus.

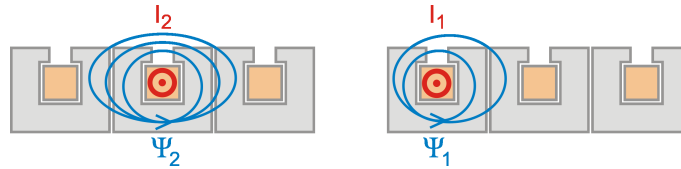
Um den Einfluss der Wirbelströme im Maschinenmodell anzunähern, wird für jeden Phasenring eine über den Widerstand  $R_e$  kurzgeschlossene Wirbelstrom-Windung mit den Strömen  $I_{1,e}$ ,  $I_{2,e}$ ,  $I_{3,e}$  berechnet.

### 2.2.5 Streufeldkopplungen

Obwohl die drei Hauptflüsse in der Maschine getrennt voneinander verlaufen, liegt eine magnetische Kopplung der Eisenkreise über Streufelder vor. Dabei treten zwei zu unterscheidende Effekte auf, die sich in erster Linie auf Injektionsverfahren auswirken:



**Abbildung 2.10:** Schematische Darstellung der ungleichen induktiven Kopplungen



**Abbildung 2.11:** Schematische Darstellung der phasenabhängigen Flussverkettungen

- Die Wicklungen der drei Phasen sind über Streufelder induktiv gekoppelt. Wie in Abb. 2.10 dargestellt ist, tritt eine Kopplung verstärkt zwischen zwei benachbarten Phasenscheiben auf. Hieraus resultiert eine statorfeste Störgröße, die die Signalinjektion verfälscht.
- Die mittlere Phase erfährt eine stärkere Flussverkettung als die beiden Randphasen, da den Flüssen der Eisenquerschnitt beider benachbarter Eisenringe zur Verfügung steht. Eine schematische Darstellung ist in Abb. 2.11 zu sehen. Wechselseitige Verdrängungseffekte führen zu ungleichen Induktivitäten und somit zur statorfesten Anisotropie. Die Auswirkungen sind stark abhängig vom Arbeitspunkt der Maschine.

Im magnetischen Netzwerk in Abb. 2.7 sind die charakteristischen Streufeldpfade enthalten. Die beschriebenen Effekte werden abgedeckt.

## 2.2.6 Netzwerk- und Differentialgleichungssystem

Das Durchflutungsgesetz beschreibt den Zusammenhang von Feldstärkevektor  $\vec{H}$  und Stromdichtevektor  $\vec{J}$  an einer Fläche  $\vec{A}$  mit dem Rand  $\vec{s}$ .

$$\oint \vec{H} d\vec{s} = \iint \vec{J} d\vec{A} + \frac{d}{dt} \iint \vec{D} d\vec{A} \quad [\text{MS05}] \quad (2.95)$$

Die Gleichung wird auf Maschen, die sich am magnetischen Netzwerk in Abb. 2.7 orientieren, angewandt. Die Maschen spannen die Flächen  $\vec{A}_{i,k}$  auf und werden senkrecht von jeweils einem stromführenden Leitersegment  $I_{i,k}$  durchdrungen. Dabei bezeichnet der Index  $i$  die jeweilige Phase und der Index  $k$  den Teilleiter. Mit der homogenen Stromdichte  $J_{i,k}$  und den diskreten magnetischen Ersatzwiderständen lassen sich obige Integrale vereinfachen. Es bleibt lediglich die Summe der Durchflutungen  $\Theta$  an den magnetischen Widerständen entlang der jeweiligen Masche zu berechnen.

$$\sum_{\text{Masche mit } I_{i,k}} \Theta = I_{i,k} \quad (2.96)$$

Mit den Maschen um die Teilströme  $I_{i,k}$  lassen sich neun linear unabhängige Gleichungen aufstellen. Im Netzwerk in Abb. 2.7 lassen sich fünf weitere unabhängige Maschen defi-



nieren, die jedoch kein Leitersegment umschließen. Auch aus diesen Maschen wird jeweils eine Gleichung gewonnen.

$$\sum_{\text{Masche ohne } I_{i,k}} \Theta = 0 \text{ A} \quad (2.97)$$

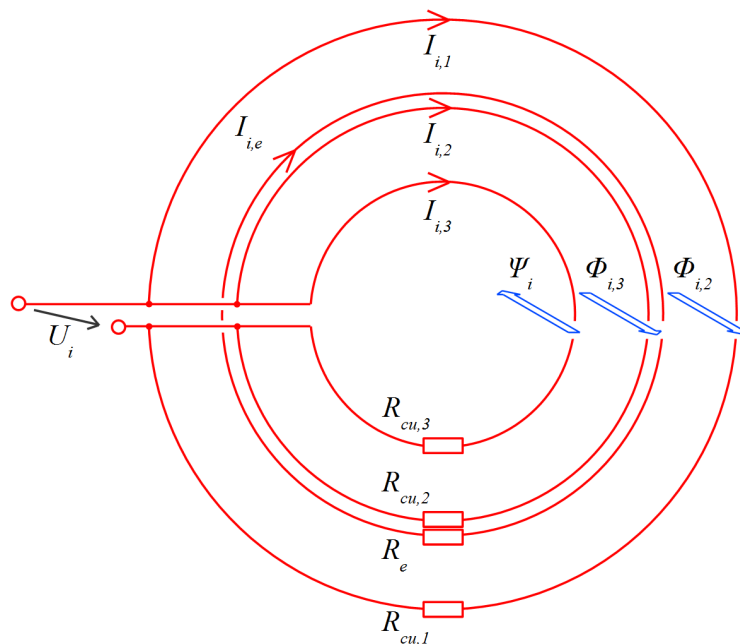
Das zu berechnende Netzwerk verfügt über 25 Knoten. Zur Lösung sind somit 24 Gleichungen erforderlich. Die verbleibenden zehn Gleichungen folgen aus dem Gauss'schen Gesetz. Dieses beschreibt die Quellenfreiheit von magnetischen Feldern anhand des Flussdichtevektors  $\vec{B}$  und der geschlossenen Fläche  $\vec{A}$ .

$$\oiint \vec{B} d\vec{A} = 0 \text{ Wb} \quad [\text{MS05}] \quad (2.98)$$

Die Summe der magnetischen Flüsse  $\Phi$  in jedem Knoten des magnetischen Netzwerks muss somit Null betragen.

$$\sum_{\text{Knoten}} \Phi = 0 \text{ Wb} \quad (2.99)$$

Mit den Maschen- und Knotengleichungen können für gegebene Rotorflüsse und Ströme sämtliche Statorflüsse und Durchflutungen der magnetischen Ersatzwiderstände berechnet werden.



**Abbildung 2.12:** Elektrisches Ersatzschaltbild der Phase  $i$  in axialer Ebene

Zur Simulation transienter Vorgänge müssen die magnetischen Netzwerkgleichungen über Differentialgleichungen mit den elektrischen Netzwerkgleichungen verknüpft werden. Abb. 2.12 zeigt das elektrische Netzwerk der Phasenscheibe  $i$  mit den eingeschlossenen Flüssen. Mit Ausnahme der Wirbelstromwicklung, welche kurzgeschlossen ist, sind alle Schleifen parallel verschaltet. Die Strangspannungen  $U_i$  setzen sich aus Spannungen über

die Wicklungswiderstände  $R_{i,1}$ ,  $R_{i,2}$ ,  $R_{i,3}$  und aus induzierten Spannungen durch Flussänderungen von  $\Phi_{i,2}$ ,  $\Phi_{i,3}$ ,  $\Phi_{i,4}$  zusammen. Die Anwendung des Induktionsgesetzes führt zu einem System von Differentialgleichungen, die das elektromagnetische System beschreiben. Mit dem Formfaktor  $F$  lässt sich die Ausprägung der Stromverdrängung durch die Nutquerflüsse  $\Phi_{i,2}$  und  $\Phi_{i,3}$  beeinflussen.

$$U_i = I_{i,3} R_{i,3} + \frac{d}{dt} \Psi_i \quad (2.100)$$

$$U_i = I_{i,2} R_{i,2} + \frac{d}{dt} (\Psi_i - F N \Phi_{i,3}) \quad (2.101)$$

$$U_i = I_{i,1} R_{i,1} + \frac{d}{dt} (\Psi_i - F N \Phi_{i,3} - F N \Phi_{i,2}) \quad (2.102)$$

$$U_{i,e} = 0V = I_{i,e} R_e + \frac{d}{dt} (\Psi_i - N \Phi_{i,3}) \quad (2.103)$$

Mit Lösung dieses Gleichungssystems sind die Stromantworten  $I_i$  für die transienten Spannungsanregungen  $U_i$  bekannt.

Im letzten Schritt muss die elektrische Kopplung über den offenen Sternpunkt, welcher zu einem Nullsystem  $U_0$  in den Strangspannungen  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_3$  führt, berücksichtigt werden. Die Eingangsgrößen des Maschinenmodells sind die auf Massepotential bezogenen Wechselrichterausgangsspannungen  $U_{1,inv}$ ,  $U_{2,inv}$ ,  $U_{3,inv}$ .

$$U_1 = U_{1,inv} - U_0 \quad (2.104)$$

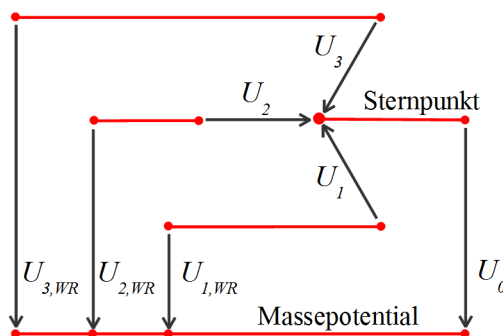
$$U_2 = U_{2,inv} - U_0 \quad (2.105)$$

$$U_3 = U_{3,inv} - U_0 \quad (2.106)$$

Die Verkettung der Spannungen ist in Abb. 2.13 dargestellt. Das Nullsystem  $U_0$  ist unter der Bedingung, dass für die Stromsumme

$$0 = I_1 + I_2 + I_3 \quad (2.107)$$

gelten muss, für jeden Zeitschritt iterativ zu bestimmen.



**Abbildung 2.13:** Verkettung der Strangspannungen  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_3$  mit den Eingangsgrößen  $U_{1,inv}$ ,  $U_{2,inv}$ ,  $U_{3,inv}$  bei offenem Sternpunkt mit dem Potential  $U_0$

### 2.2.7 Implementierung

Das Maschinenmodell ist in der Simulations- und Entwicklungsumgebung MATLAB / SIMULINK implementiert. In die Umgebung sind iterative Solver zum Lösen der Netzwerk- und Differentialgleichungen integriert. Zum Lösen der algebraischen Schleifen in den Netzwerkgleichungen ist der Algebraic Loop Solver „Trusted Region“ und zum Lösen der Differentialgleichungen der Solver „Dormand-Prince“ konfiguriert. Die unstetigen Gradienten  $dB/dH$  in den Umkehrpunkten der Hystereseemodelle fordern die Solver- Algorithmen. Umso notwendiger ist eine hinsichtlich Robustheit optimierte Modellstruktur. Das implementierte Modell ist in vereinfachter Form in Abb. 2.14 dargestellt. Der Aufbau lässt sich in fünf Ebenen gliedern:

- Ebene 1:  
Die Eingangsgrößen des Modells sind die Wechselrichterausgangsspannungen  $U_{inv,i}$ . Aus diesen werden mit dem Potential  $U_0$  des Sternpunkts die Strangspannungen  $U_i$  berechnet, welche sich in den unterlagerten Ebenen auf die Ströme  $I_i$  auswirken. Dabei wird  $U_0$  vom in SIMULINK integrierten Algebraic Loop Solver unter Einhaltung der Stromsummengleichung 2.107 iterativ bestimmt.
- Ebene 2:  
Die Differentialgleichungen 2.100-2.103 sind zur Verbesserung der Konvergenz in integraler Form implementiert. Anstatt die Flüsse zu differenzieren werden die Spannungen an den Induktivitäten zu magnetischen Flüssen integriert. Das Ergebnis sind die Zustandsgrößen  $\Psi_i, \Phi_{i,2}, \Phi_{i,3}$ , die der unterlagerten Ebene 3 übergeben werden.
- Ebene 3:  
Unter Vorgabe der Zustandsgrößen werden die Maschen- und Knotengleichungen 2.96-2.99 gelöst. Hierfür werden die Modelle der magnetischen Widerstände aufgerufen. Aus den sich dabei einstellenden Durchflutungen  $\Theta$  lassen sich die Phasenströme berechnen, welche durch die übergeordneten Ebenen ausgegeben werden.
- Ebene 4:  
An dieser Stelle geht die Statorgeometrie in Form von effektiven Querschnitten und Längen der magnetischen Widerstände ein. Die Ebene bildet die Schnittstelle von den absoluten Größen Durchflutung  $\Theta$  und Fluss  $\Phi$  zu den spezifischen Größen Feldstärke  $H$  und Flussdichte  $B$ . Jeder Ersatzwiderstand verfügt über eine eigene Instanz dieser Ebene.
- Ebene 5:  
In der untersten Ebene sind die Materialeigenschaften des Stator Eisens in Form des zeitvarianten Preisach Hysterese Modells hinterlegt. Für eine vorgegebene Feldstärke  $H$  wird die Flussdichte  $B$  unter Berücksichtigung der Magnetisierungshistorie berechnet. Die Implementierung erfolgt aus Gründen der Laufzeiteffizienz in C-Code, welcher als vorcompilierte, ausführbare Datei über eine S-Function in SIMULINK eingebunden wird.

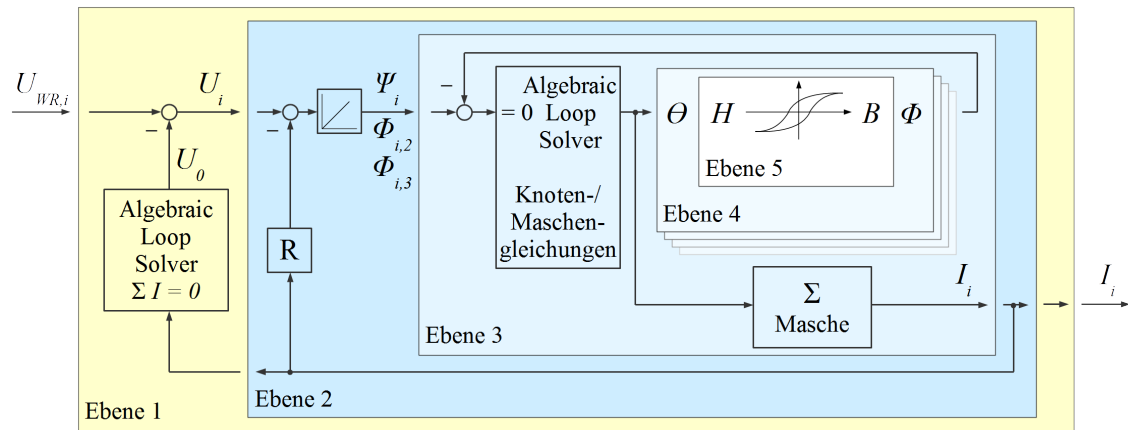


Abbildung 2.14: Stark vereinfachtes Blockschaltbild des Maschinenmodells

## 2.2.8 Abgleich und Validierung mit Messdaten

Die Kalibrierung der verschiedenen Parameter des Maschinenmodells erfolgt anhand von Messdaten, die im Labor an einer Maschine mit Windungszahl  $N = 2$  ermittelt werden. Deren Stator ist nicht vergossen und der Sternpunkt zugänglich. Die Strangspannungen  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_3$  können direkt gemessen werden.

### 2.2.8.1 Hysteresemodell

Da vom Hersteller im Datenblatt des SMC-Materials lediglich die B-H-Neukurve angegeben ist, muss die B-H-Hüllkurve im Labor ermittelt werden. Hierfür wird ein Testkörper in Ringform ohne Luftspalt vermessen. Die Eisenweglänge  $l$  und der Querschnitt  $A$  sind bekannt. Am Ring sind zwei Wicklungen aufgebracht. Der Messaufbau ist in Abb. 2.15 dargestellt. Mit Funktionsgenerator und Analogverstärker wird in die Primärwicklung mit  $N_p$  Windungen ein näherungsweise sinusförmiger Strom mit einer Amplitude von  $I = 33$  A und Frequenz von  $f = 10$  Hz eingepreßt. Die Werte entsprechen der maximalen Stromstärke und der minimalen Frequenz, die mit dem Verstärker des Versuchsaufbaus darstellbar

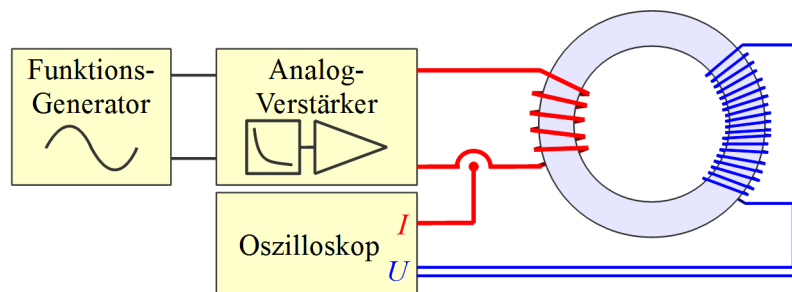
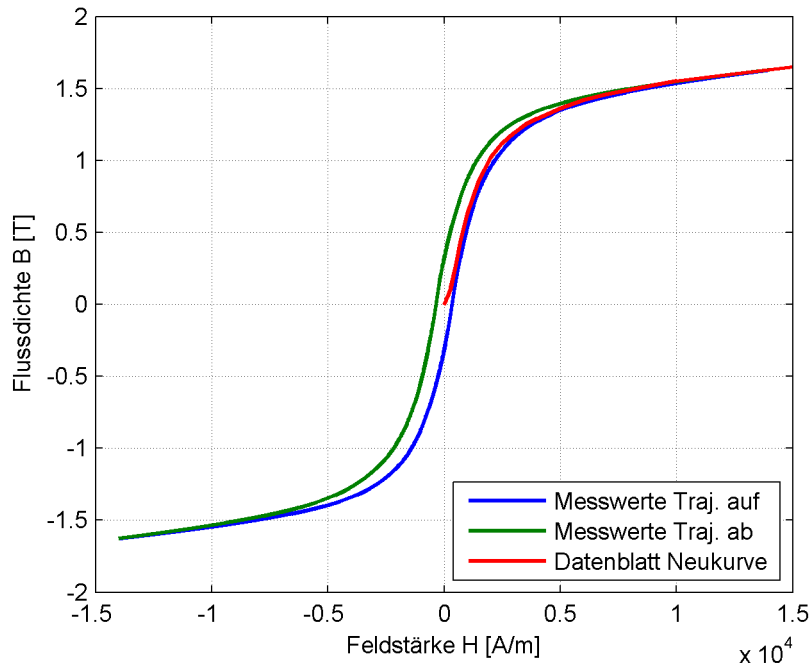


Abbildung 2.15: Messaufbau zur Vermessung der B-H-Hystereseschleifen des SMC-Materials



**Abbildung 2.16:** Kalibrierdaten des Hysterese Modells

sind. Der Strom  $I$  ergibt multipliziert mit  $N_p$  die Durchflutung  $\Theta$  im Eisenkreis. Die Feldstärke  $H$  lässt sich mit der Eisenweglänge  $l$  berechnen.

$$\Theta = N_p I \quad (2.108)$$

$$H = \Theta / l \quad (2.109)$$

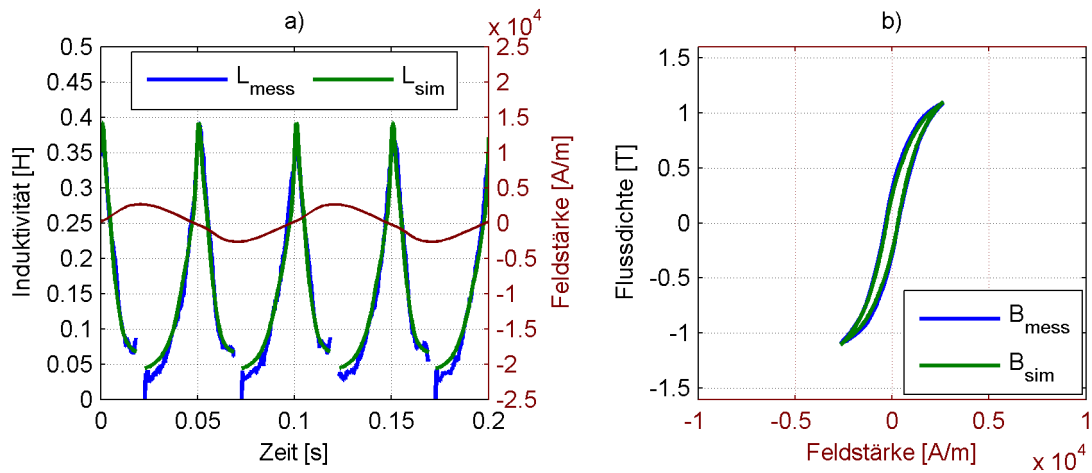
Die Sekundärwicklung mit  $N_s$  Windungen dient zur Messung der von der Flussänderung induzierten Spannung  $U$ . Durch Integration von  $U$  ist der Fluss  $\Phi$  im Material bekannt, der bezogen auf den Querschnitt  $A$  die Flussdichte  $B$  ergibt.

$$\Phi = \int N_s U dt \quad (2.110)$$

$$B = \Phi / A \quad (2.111)$$

Die Messdatenaufzeichnung erfolgt mit einem digitalen Speicheroszilloskop. Die weitere Datenverarbeitung mit Filterung und Offsetkorrektur ist in einem MATLAB / SIMULINK Skript implementiert.

Abb. 2.16 zeigt die mit  $I = 33 \text{ A}$  gemessene B-H-Hüllkurve, bestehend aus einer aufsteigenden und absteigenden Trajektorie, zusammen mit der Neukurve aus dem Materialdatenblatt. Die gemessene Hüllkurve umschließt erwartungsgemäß die Neukurve aus dem Materialdatenblatt. Bei Feldstärken oberhalb von etwa  $H = 5.000 \text{ A/m}$  nähern sich die Kurven einander an. Die Messwerte erscheinen plausibel und werden als Kalibrierkurven im Preisach-Modell genutzt. Hierfür werden die Magnetisierungen  $M_u$  und  $M_d$  der auf- und absteigenden Trajektorie nach Gl. 2.79 berechnet und in Tabellen hinterlegt.



**Abbildung 2.17:** Gemessenes und simuliertes Hystereseverhalten des SMC-Testkörpers bei kleiner Aussteuerung: a) Induktivitätsauswertung b) Hystereseschleife

Zur Validierung des Hysterese Modells soll der Aufbau aus Abb. 2.15 erneut, jedoch bei geringerer Aussteuerung mit der Stromamplitude  $I = 5 \text{ A}$ , betrieben werden. Parallel dazu wird die Trajektorie im Preisach Modell simuliert. Es folgt ein direkter Vergleich der gemessenen und simulierten magnetischen Flussdichte. Von Interesse ist zudem der daraus abgeleitete Induktivitätsverlauf  $L(t)$ . Dieser wird für die Messdaten aus der induzierten Spannung  $U$  und der Zeitableitung des Stroms  $I$  berechnet.

$$L_{\text{mess}} = U / \frac{dI}{dt} \quad (2.112)$$

Der Induktivitätsverlauf der Simulationsdaten kann direkt aus dem Gradienten der Flussdichte bestimmt werden.

$$L_{\text{sim}} = \frac{A}{l} \frac{dB}{dH} \quad (2.113)$$

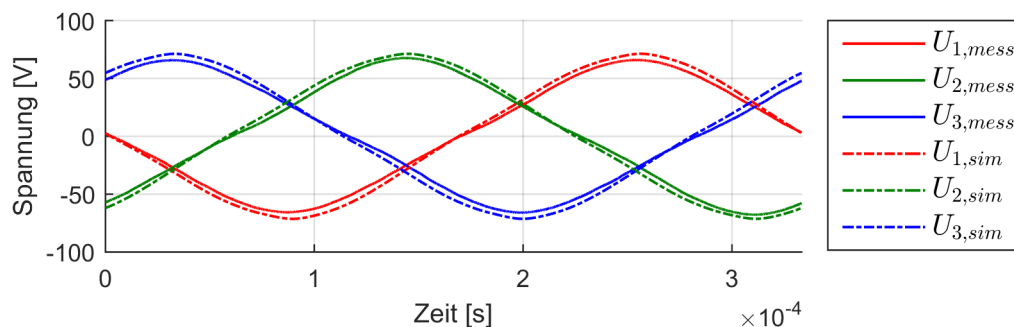
Die Ergebnisse zum Induktivitätsverlauf sind in Abb. 2.17a zu sehen. Die Daten zeigen eine gute Übereinstimmung. Kleine Gradienten im Feldstärkeverlauf, wie sie in den Scheitelpunkten der Ströme auftreten, wirken sich negativ auf die Auswertung aus. Dies führt zu einem rauen Kurvenverlauf. Bemerkenswert ist die Stufe, die in jedem Scheitelpunkt der Feldstärke bzw. in jedem Umkehrpunkt der B-H-Kurve, aus dem Hystereseverhalten resultiert. In Abb. 2.17b sind die zugehörigen und nahezu deckungsgleichen B-H-Hystereseschleifen zu sehen. Das mit der Hüllkurve kalibrierte Hysterese Modell gibt das Verhalten des SMC-Materials somit auch bei kleiner Aussteuerung korrekt wieder.

### 2.2.8.2 Spannungsinduktion

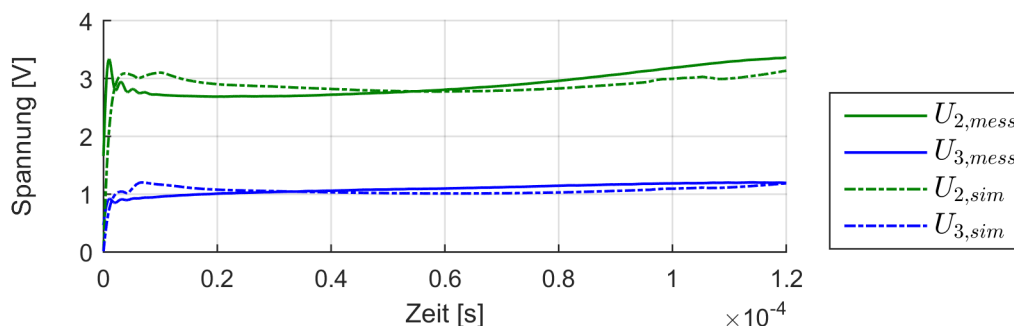
Durch die Rotation des Rotors werden Spannungen in den Wicklungen im Stator induziert. Die Wirkung der Flussänderung wird als Elektromotorische Kraft (EMK) bezeichnet. Diese ist an den offenen Klemmen der Maschine in Form von Wechselspannungen messbar und kann mit der Vorgabe  $I_1 = I_2 = I_3 = 0 \text{ A}$  vom Modell simuliert werden. Abb. 2.18 zeigt die

Verläufe der gemessenen und simulierten Strangspannungen  $U_{1,mess}$ ,  $U_{2,mess}$ ,  $U_{3,mess}$ ,  $U_{1,sim}$ ,  $U_{2,sim}$ ,  $U_{3,sim}$ . In sämtlichen Verläufen sind dritte und fünfte harmonische Oberwellen zu erkennen. Diese resultieren aus Sättigungseffekten im Statormaterial. Der Zusammenhang ist bekannt und in der Fachliteratur [Sch09] beschrieben. Anhand der Kurven kann die Amplitude  $\hat{\Phi}$  der Rotorflüsse kalibriert werden. Mit einem kleineren Wert für  $\hat{\Phi}$  könnte eine noch bessere Übereinstimmung erreicht werden. Dies würde sich jedoch negativ auf den Abgleich der vorgesättigten Induktivitäten in Abschnitt 2.2.8.4 auswirken. Der gefundene Wert  $\hat{\Phi} = 0,0021 \text{ Wb}$  stellt einen Kompromiss dar. Dies ist als unkritisch anzusehen, da der Rotorfluss je nach Temperatur um etwa  $\pm 5\%$  variieren kann und die spätere Regelung ohnehin in der Lage sein muss diese Abweichungen zu kompensieren.

Die einzelnen Phasenscheiben sind über Streuflüsse induktiv gekoppelt. Diese fließen im Modell in Streufeldwiderständen, welche zu kalibrieren sind. Zum Abgleich des Modells wird  $U_1$  mit einem Spannungssprung zwischen Sternpunkt und Phasenanschluss angeregt. Der Laboraufbau umfasst einen mit 50V geladenen Elektrolytkondensator, der über ein IGBT-Modul an der Wicklung in Phase 1 entladen wird. In Abb. 2.19 sind für diese Anregung die gemessenen und simulierten Induktionsspannungen  $U_2$  und  $U_3$  zu sehen. Die Streufelder werden von Wirbelströmen im leitfähigen Gehäuse der Maschine beeinflusst. Diese sind im Modell nicht berücksichtigt und erschweren einen Abgleich. Trotzdem ist es möglich mit entsprechenden Parametern für die Streufeldwiderstände eine grobe Übereinstimmung mit den Messwerten zu erreichen.



**Abbildung 2.18:** Abgleich der Rotorflussamplitude anhand der EMK



**Abbildung 2.19:** Abgleich der Streufelder bei 50V Stufenanregung an  $U_1$

### 2.2.8.3 Verluste

Die Verluste in der Maschine setzen sich aus Reibungs-, Ummagnetisierungs-, Wirbelstrom- und Kupferverlusten zusammen. Die Reibungsverluste in Lagern und an der Umgebungsluft wirken sich nicht auf das elektromagnetische Verhalten aus und werden daher vernachlässigt. Die Ummagnetisierungsverluste werden bereits vom Hysteresemodell abgedeckt.

Wirbelströme fließen im Modell in drei jeweils vom Widerstand  $R_e$  geschlossenen Wicklungen. Der Wert dieses Parameters wird bei einem Abgleich der Wirbelstromverlustleistungen ermittelt. Dem Modell wird dabei die Randbedingung  $I_1 = I_2 = I_3 = 0\text{A}$  vorgegeben, um eine Verdrängung des Rotorflusses durch die Phasenströme auszuschließen. In stationären Simulationen bei verschiedenen Drehzahlen wird aus den Wirbelströmen  $I_{1,e}$ ,  $I_{2,e}$ ,  $I_{3,e}$  die Verlustleistung  $P_{e,sim}$  berechnet.

$$P_{e,sim} = I_{1,e}^2 R_e + I_{2,e}^2 R_e + I_{3,e}^2 R_e \quad (2.114)$$

Die messtechnische Erfassung der Wirbelstromverlustleistung  $P_{e,mess}$  erfolgt in Schleppversuchen bei offenen Maschinenklemmen. Die aus Drehzahl  $n$  und Schleppmoment  $M_{drag} = f(n)$  resultierende Verlustleistung  $P_V$  steigt mit der Drehzahl an.

$$P_V = 2\pi n M_{drag} \quad (2.115)$$

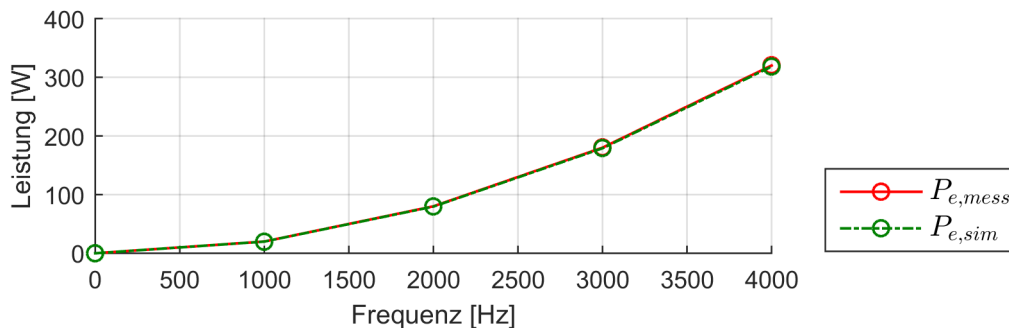
Der Verlauf von  $P_V = f(n)$  lässt sich mit einem Polynom zweiter Ordnung und den Koeffizienten  $a_1$ ,  $a_2$  annähern.

$$P_V = a_1 n + a_2 n^2 \quad (2.116)$$

Die Wirbelstromverluste können dabei dem quadratischen Term zugeordnet werden, da die treibende Spannung  $U = f(n)$  der Wirbelströme quadratisch in die Leistungsberechnung eingeht.

$$P_{e,mess} = U^2/R_e = a_1 n^2 \quad (2.117)$$

Abb. 2.20 zeigt die Verläufe der gemessenen und simulierten Wirbelstromverlustleistungen für den abgeglichenen Modellparameter  $R_e = 2,38\Omega$  aus Gl. 2.103.



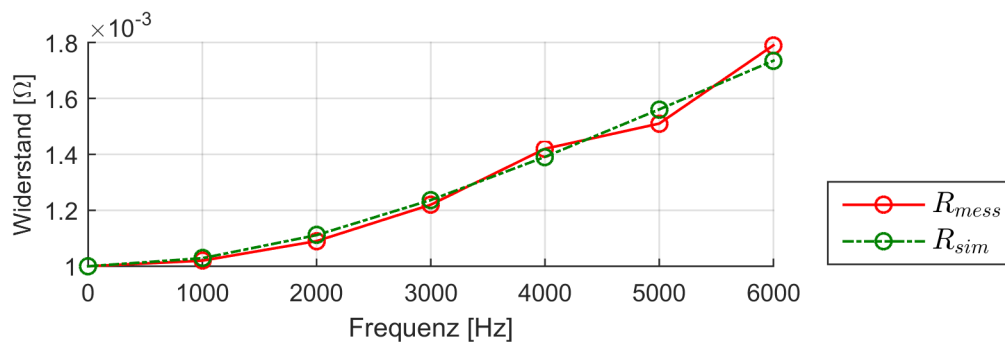
**Abbildung 2.20:** Abgleich der Wirbelstromwiderstands anhand der Verluste  $P_e$



Der Abgleich des Modellparameters  $R_{cu}$  für den Strangwiderstand erfolgt anhand einer DC-Messung an der Maschine. Um das Frequenzverhalten der Kupferverluste nachzubilden zu können, muss zudem der Formfaktor  $F$  abgeglichen werden. Hierfür wird der effektive Widerstand  $R_{mess}$  bei verschiedenen Frequenzen mit einem RCL-Meter gemessen. Messtechnisch sind Kupfer-, Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverluste jedoch nicht zu trennen. Um den Messfehler zu minimieren wird die Wicklung in einem der Statorgeometrie nachempfundenen Ferrit-Aufbau betrieben. In diesem Material sind Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverluste deutlich geringer. Allerdings lassen sich keine so hohen Flussdichten wie mit SMC erzeugen woraus schwächere Nutquerfelder resultieren. Dennoch gibt der Aufbau die grundlegenden Verdrängungseffekte wieder. Die Bestimmung von  $R_{mess}$  ist jedoch in begrenztem Umfang fehlerbehaftet. Der effektive simulierte Widerstand  $R_{sim}$  hingegen kann direkt aus den ohm'schen Verlustleistungen  $P_{i,1}$ ,  $P_{i,2}$ ,  $P_{i,3}$  an den Teilleitern des Modells berechnet werden.

$$R_{sim} = \frac{1}{3} \sum_i \frac{\text{mean}(P_{i,1} + P_{i,2} + P_{i,3})}{\text{rms}(I_1)} \quad (2.118)$$

Der simulierte Widerstand wird über den Formfaktor  $F$  mit dem gemessenen Widerstand abgeglichen. Das Ergebnis des Abgleichs ist in Abb. 2.21 zu sehen. Obwohl eine gute Übereinstimmung erreicht wird und der Anstieg des Widerstands den Erwartungen entspricht, scheint der gefundene Wert von  $F = 16$  relativ groß zu sein. Eine mögliche Erklärung ist der elementare Aufbau der Modellwicklung, der die komplexen Wechselwirkungen in der realen Wicklung nur auf makroskopischer Ebene nachbildet.

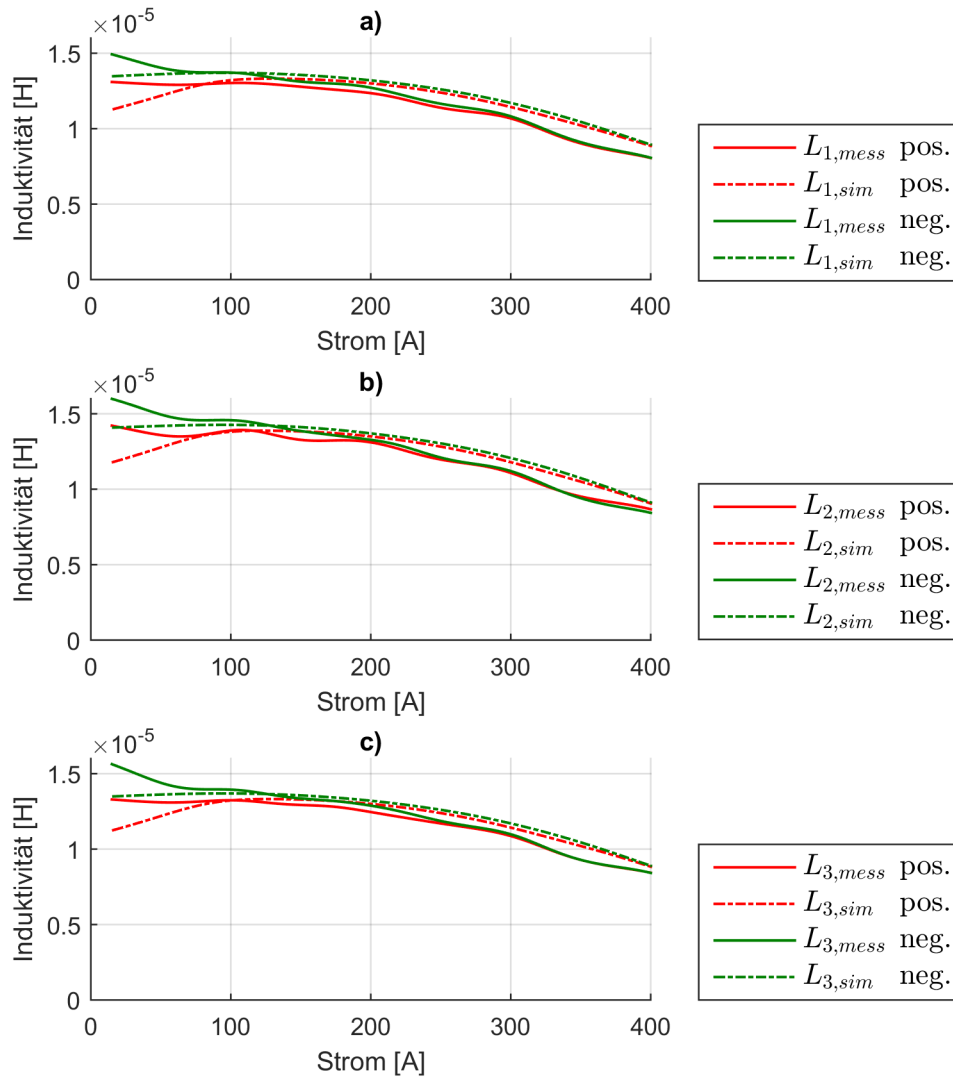


**Abbildung 2.21:** Abgleich des effektiven Wicklungswiderstands  $R$  bei Stromverdrängung

#### 2.2.8.4 Stranginduktivität

Injektionsverfahren werten das Sättigungsverhalten des Stators aus. Dieses lässt sich im Modell durch eine Modifikation der magnetischen Ersatzwiderstände beeinflussen. Eisenweglänge und -querschnitt der Ersatzwiderstände basieren auf CAD-Daten des Stators. Im Bereich der Klauen liegen jedoch inhomogene Flussdichten vor, die einen nachträglichen Abgleich der effektiven Geometrien erforderlich machen.

Zum Abgleich der Geometriedaten wird in einem Testaufbau, ähnlich zum Vorgehen in Abschnitt 2.2.8.2, jeweils eine 50V Stufenanregung an den Wicklungssträngen  $i = 1, 2, 3$  angelegt. Um die Charakteristik des Stators ohne Rotorfluss aufzunehmen wird der Rotor

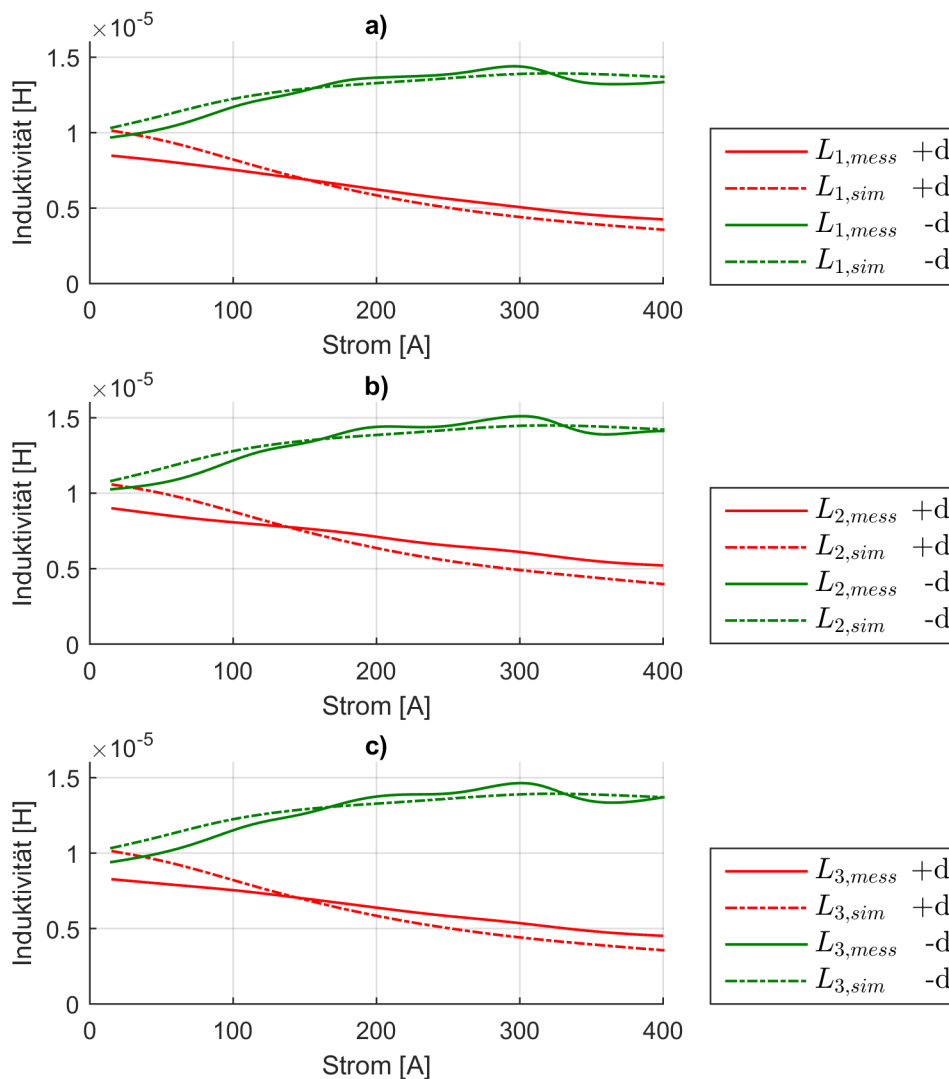


**Abbildung 2.22:** Abgleich der Stranginduktivitäten bei positiver und negativer Vormagnetisierung: a) Phase 1 b) Phase 2 c) Phase 3

für die Messung demontiert. Spannungs-  $U_{i,mess}$  und Stromverläufe  $I_{i,mess}$  werden aufgezeichnet. Nach Kompensation des Wicklungswiderstands und Filterung zur Datenaufbereitung werden aus den Messdaten Kennlinien der Induktivitäten  $L_{i,mess} = f(I_{i,mess})$  als Funktion des Strangstroms berechnet.

$$U_{i,mess} = L_{i,mess} \frac{dI_{i,mess}}{dt} + I_{i,mess} R_{cu} \quad (2.119)$$

Analog dazu wird die Stufenanregung im Model für sämtliche Phasen simuliert und inklusive dem Übertagungsverhalten der Messtechnik ausgewertet. Die Ergebnisse sind Kennlinien für die Induktivitäten  $L_{i,sim}$ . Die beschriebene Prozedur wird für positive und negative Vormagnetisierungen mit etwa  $\pm 400$  A durchgeführt. Hierdurch wird die Auswirkung der



**Abbildung 2.23:** Abgleich der Stranginduktivitäten bei positiver Vormagnetisierung und Rotor in +d bzw. -d -Ausrichtung: a) Phase 1 b) Phase 2 c) Phase 3

Hysterese im Eisen sichtbar. Die ermittelten Kennlinien sind in Abb. 2.22 zu sehen. Wie erwartet zeigt Phase 2 ein durch Streufelder leicht angehobenes Induktivitätsniveau, während die Verläufe der Phasen 1 und 3 nahezu identisch sind. Der Einfluss der ausgeprägten Hysteresecharakteristik des SMC ist deutlich sichtbar. Während bei positiver Vormagnetisierung zunächst der Hysteresebereich in der B-H-Kurve durchlaufen werden muss, folgt der Arbeitspunkt bei negativer Vormagnetisierung sofort der steigenden Trajektorie der Hüllkurve. Aus positiver Vormagnetisierung resultieren somit geringere Induktivitätswerte, aus negativer Vormagnetisierung größere. Mit steigendem Strom gerät das Material zunehmend in Sättigung und die Verläufe fallen ab.

Im zweiten Schritt werden die Messungen mit Rotor wiederholt. Zur Herstellung eines definierten Magnetisierungszustands wird das Statormaterial stets in positiver Richtung vormagnetisiert. Der Rotor wird in einer geeigneten Vorrichtung jeweils an der Phase  $i$  in +d und -d-Richtung ausgerichtet. In +d-Richtung verstärken sich Stator- und Rotorfluss. In -d-Richtung stehen sie einander entgegen. Die Ergebnisse sind in Abb. 2.23 zu sehen. Bei Ausrichtung in +d-Richtung fallen die Induktivitätsverläufe von Beginn an ab. Das Material ist bei großen Strömen nahezu vollständig gesättigt. Für die Messung in -d-Richtung steigen die Verläufe bis etwa 300 A an. Das Material wird entmagnetisiert.

Die gezeigten Ergebnisse werden mit einer Anpassung der Geometrieparameter im Bereich der Statorklauen um einige Prozentpunkte erreicht. In Anbetracht dessen, dass eine differentielle Auswertung abgeglichen wird, kann von einer guten Übereinstimmung zwischen Mess- und Simulationsdaten gesprochen werden.

### 2.2.9 Auswertung der transformierten Induktivitäten

Die transformierten Induktivitäten sind unter Berücksichtigung des Sättigungsverhaltens Funktionen der Stromkomponenten  $I_d, I_q$  und des Rotorwinkels  $\gamma$ .

$$L_{dd}, L_{dq}, L_{qd}, L_{qq} = f(I_q, I_d, \gamma) \quad (2.120)$$

Bei Injektionsverfahren mit alternierenden Vektoren setzen sich die ausgegebenen Spannungs- und Stromvektoren aus Gleich-  $\bar{U}_d, \bar{U}_q, \bar{I}_d, \bar{I}_q$ , und Wechselanteilen  $\tilde{U}_d, \tilde{U}_q, \tilde{I}_d, \tilde{I}_q$  zusammen. Wird das induktive System mit einer sinusförmigen Spannung angeregt, stellt sich eine negativ-kosinusförmige Stromantwort ein.

$$U_d = \bar{U}_d + \tilde{U}_d \sin(\omega_c t) \quad (2.121)$$

$$U_q = \bar{U}_q + \tilde{U}_q \sin(\omega_c t) \quad (2.122)$$

$$I_d = \bar{I}_d - \tilde{I}_d \cos(\omega_c t) \quad (2.123)$$

$$I_q = \bar{I}_q - \tilde{I}_q \cos(\omega_c t) \quad (2.124)$$

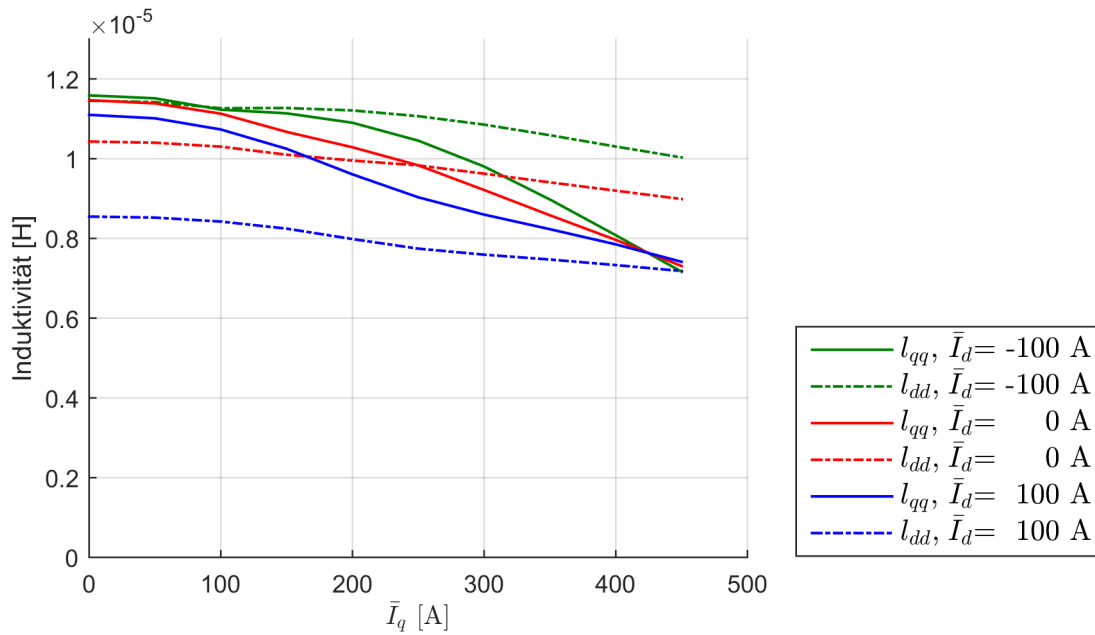
Für die Induktivitäten, die für das Trägersignal relevant sind, werden die Parameter  $l_{dd}, l_{dq}, l_{qd}$  und  $l_{qq}$  eingeführt. Diese berücksichtigen den Einfluss von Hysterese- und Wirbelströmen mit den Parametern der anregenden Spannungsamplitude  $\sqrt{\tilde{U}_d^2 + \tilde{U}_q^2}$  und der Anregungsfrequenz  $\omega_c$ .

$$l_{dd}, l_{dq}, l_{qd}, l_{qq} = f(\bar{I}_q, \bar{I}_d, \gamma, \sqrt{\tilde{U}_d^2 + \tilde{U}_q^2}, \omega_c) \quad (2.125)$$

Unter der Bedingung, dass  $\omega_c \gg \omega$  gilt und der ohm'sche Spannungsabfall vernachlässigt werden kann, vereinfachen sich die Spannungsgleichungen 2.37, 2.38 für die Wechselanteile von Spannungs- und Stromvektoren.

$$\tilde{U}_d = \omega_c (l_{dd} \tilde{I}_d + l_{dq} \tilde{I}_q) \quad (2.126)$$

$$\tilde{U}_q = \omega_c (l_{qd} \tilde{I}_d + l_{qq} \tilde{I}_q) \quad (2.127)$$



**Abbildung 2.24:** Ausgewertete Induktivitätsparameter  $l_{dd} = f(\bar{I}_q)$  und  $l_{qq} = f(\bar{I}_q)$  beim Rotorwinkel  $\gamma = 0$

Basierend auf diesen Gleichungen werden die Induktivitätsparameter für mehrere Kombinationen von  $\bar{I}_d$  und  $\bar{I}_q$  mit  $\gamma = 0$  und  $\omega = 0\text{Hz}$  bestimmt. In jedem Arbeitspunkt werden Simulationen mit  $\tilde{I}_d = 30\text{A}$ ,  $\tilde{I}_q = 0\text{A}$  zur Bestimmung von  $l_{dd}$  und  $l_{qd}$  sowie mit  $\tilde{I}_d = 0\text{A}$ ,  $\tilde{I}_q = 30\text{A}$  zur Bestimmung von  $l_{dq}$  und  $l_{qq}$  durchgeführt. Die Injektionsfrequenz beträgt stets  $\omega_c = 2\pi 10\text{kHz}$ . Die Ergebnisse der Hauptinduktivitäten sind in Abb. 2.24 dargestellt.

Eine rotorfeste Anisotropie liegt bei ungleichen Hauptinduktivitäten mit  $L_{dd} \neq L_{qq}$  bzw.  $l_{dd} \neq l_{qq}$  vor. Da die Differenz dieser Induktivitäten ausschließlich durch Sättigung im Stator hervorgerufen wird und der Anteil der Durchflutung im Eisenkreis vom Nenn-Phasenstrom etwa doppelt so groß ist wie der des Rotors, ist diese massiv abhängig von den Stromkomponenten  $I_d$ ,  $I_q$ .

Zunächst werden die Verläufe für  $\bar{I}_d = 0\text{A}$  betrachtet. Im Bereich kleiner Werte für  $\bar{I}_q$  ist die vom Rotor eingebrachte d-Komponente  $\Psi_d$  der Flussverkettung größer als die q-Komponente  $\Psi_q$  die durch  $\bar{I}_q$  hervorgerufen wird. Folglich gilt  $l_{dd} < l_{qq}$ , wobei deren Differenz bei  $\bar{I}_q = 0\text{A}$  etwa 10% beträgt. Im Teillastbereich, wo  $\bar{I}_q$  der Stärke des Kurzschlussstroms entspricht, gilt für die Komponenten der Flussverkettung  $\Psi_d = \Psi_q$ . Daraus folgen identische Hauptinduktivitäten  $l_{dd} = l_{qq}$ . Bei weiterer Erhöhung des drehmomentbildenden Stroms  $\bar{I}_q$  wechseln die Verhältnisse. Hier überwiegt die q-Komponente der Flussverkettung mit  $\Psi_d < \Psi_q$ . Es folgt  $l_{dd} > l_{qq}$  mit einer Differenz von etwa 20% bei Nennstrom. Übliche Injektionsverfahren basieren auf  $l_{dd} \neq l_{qq}$ . Die Simulationsdaten zeigen, dass sich diese Verfahren nicht im vollen Arbeitsbereich anwenden lassen.

Die d-Flusskomponente kann in der untersuchten TFM durch die Stromkomponente  $\bar{I}_d$  massiv beeinflusst werden. Dies ist in den Induktivitätsverläufen für  $\bar{I}_d = \pm 100\text{A}$  in

Abb. 2.24 zu sehen. So ist es mit 20% des Nennstroms in  $\pm d$ -Richtung möglich den kritischen Punkt bei  $l_{dd} = l_{qq}$  bis an den Rand des Betriebsbereichs zu verschieben.

Eine weiteres Merkmal ist die starke Verkopplung der Hauptinduktivitäten. So bedingt beispielsweise ein Strom in q-Richtung, neben der offensichtlichen Sättigung von  $l_{qq}$ , immer auch eine Sättigung von  $l_{dd}$ . Da sich die transformierten Flussgrößen  $\Psi_d, \Psi_q$  aus den Phasenflüssen  $\Psi_1, \Psi_2, \Psi_3$  zusammensetzen, wirkt sich die Sättigung in den Phasenscheiben, je nach Rotorlage gewichtet, stets auf  $\Psi_d$  und  $\Psi_q$  gemeinsam aus.

Bisher wurden Arbeitspunkte mit Rotorwinkel  $\gamma = 0$  diskutiert. Mit der Winkelabhängigkeit der Induktivitätsverläufe, die in Abschnitt 2.1.2.2 bereits analytisch beschrieben wurde, kommt die dritte Dimension in Gleichung 2.125 hinzu. Basierend auf den Simulationsergebnissen in Abb. 2.24 werden drei charakteristische Arbeitspunkte ausgewählt und jeweils über eine Rotorumdrehung hinweg ausgewertet. Abb. 2.25 zeigt die Induktivitätsverläufe im Leerlauf für  $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 0A$ , Abb. 2.26 im Teillastbetrieb für  $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 250A$  und Abb. 2.27 bei Nennmoment für  $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 450A$ .

Die Ergebnisse für den Leerlauf zeigen eine gute Übereinstimmung mit den analytischen Vorüberlegungen (siehe Abb. 2.6). Über die komplette Rotorumdrehung hinweg gilt  $l_{dd} < l_{qq}$ . Der Mittelwert der Kreuzinduktivitäten  $l_{dq} = l_{qd}$  beträgt null. Aufgrund  $L_1 \neq L_2 \neq L_3$  ist in allen Verläufen eine zweite Oberwelle zu erkennen. Die drei voneinander getrennten Eisenkreise führen zu einer ausgeprägten sechsten Oberwelle.

Im Teillastbetrieb verschiebt sich durch den Sättigungseinfluss von  $\bar{I}_q$  der Verlauf von  $l_{qq}$  in Abb. 2.26 deutlich nach unten. Wie bereits ausgeführt wird durch  $\bar{I}_q$  auch  $l_{dd}$  in geringem Maß gesättigt. Es gilt für weite Winkelbereiche  $l_{dd} = l_{qq}$ . Die zweite und sechste Oberwelle ist im Vergleich zur Leerlauf-Simulation etwas stärker ausgeprägt. Hervorzuheben sind die Kreuzinduktivitäten  $l_{dq} = l_{qd}$ , welche durch das Prinzip der Symmetrie der Flussverkettungen stets identische Werte annehmen. Durch die zum Rotor synchrone Drehung des Stromsystems entsteht eine rotierende, jedoch nicht rotorfeste Anisotropie, die sich als Verschiebung der Kreuzinduktivitäten in den negativen Bereich darstellt.

Unter Volllast drehen sich die Verhältnisse der Hauptinduktivitäten und es gilt  $l_{dd} > l_{qq}$  über die komplette Umdrehung, wobei das System stark gesättigt ist. Während die zweite Harmonische an Einfluss verliert, ist die sechste umso stärker ausgeprägt. Die Kreuzinduktivitäten  $l_{dq} = l_{qd}$  verschieben sich noch weiter in den negativen Bereich und erreichen in etwa ein Viertel der Werte der Hauptinduktivitäten.

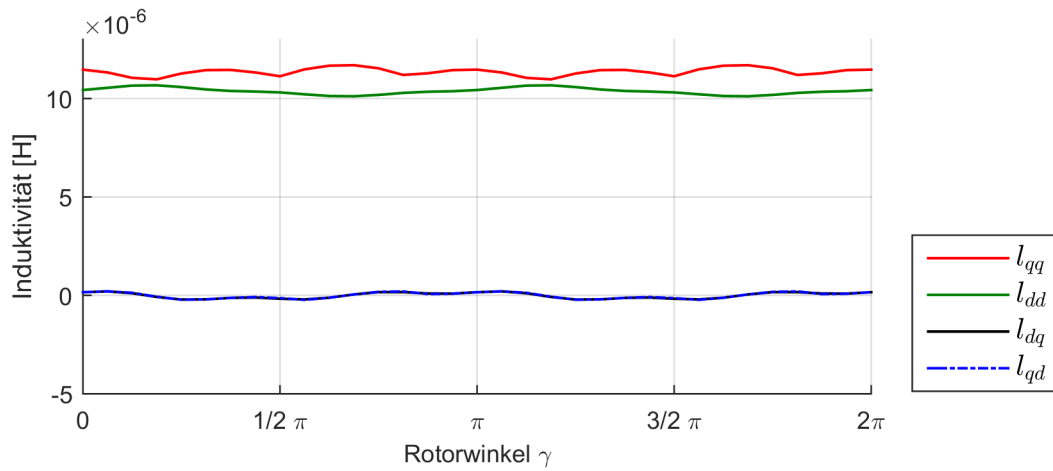


Abbildung 2.25: Simulierte Induktivitätsparameter  $l_{dd}, l_{qq}, l_{dq}, l_{qd} = f(\gamma)$  über eine Rotorumdrehung im Leerlauf,  $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 0A$

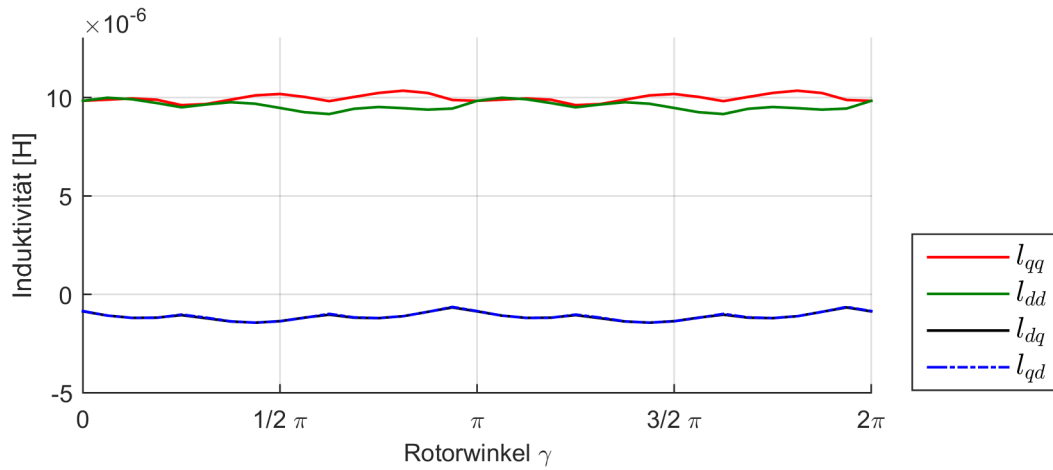


Abbildung 2.26: Simulierte Induktivitätsparameter  $l_{dd}, l_{qq}, l_{dq}, l_{qd} = f(\gamma)$  über eine Rotorumdrehung bei Teillast,  $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 250A$

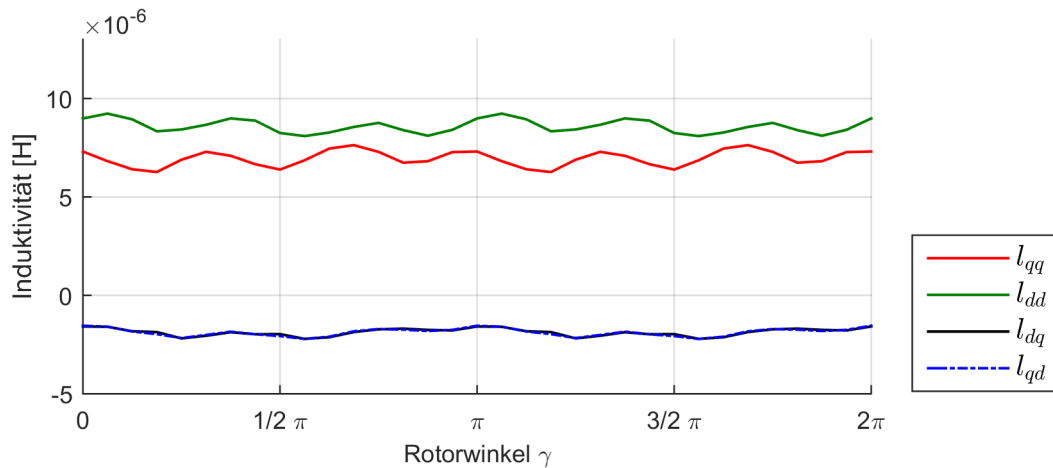
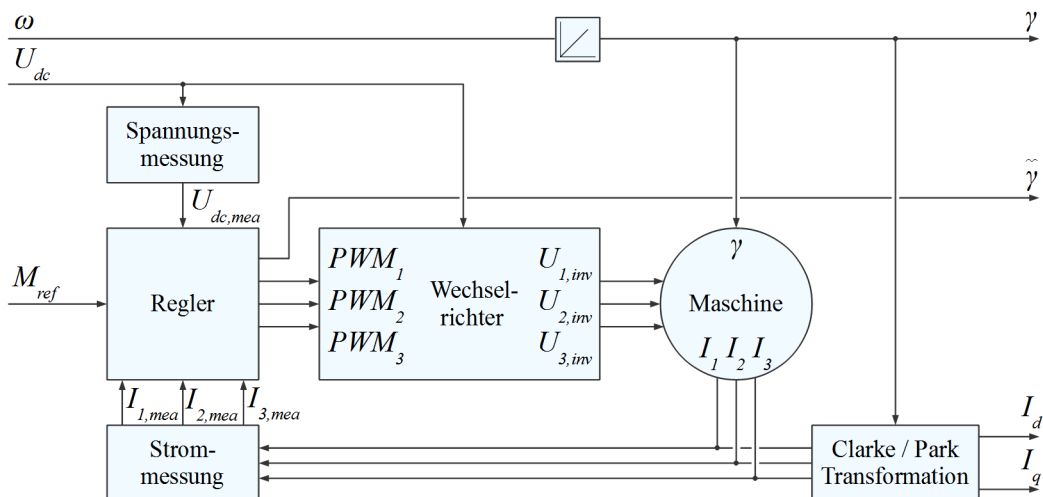


Abbildung 2.27: Simulierte Induktivitätsparameter  $l_{dd}, l_{qq}, l_{dq}, l_{qd} = f(\gamma)$  über eine Rotorumdrehung bei Nennmoment,  $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 450A$

## 2.3 Erweiterungen für die gesamte Regelstrecke

Das erstellte Maschinenmodell wird zur Entwicklung und Validierung von Regelalgorithmen genutzt. Hierfür ist das Modell in eine Simulation mit den weiteren Komponenten Leistungselektronik und Signalverarbeitung einzubinden. Abb. 2.28 gibt mit der obersten Ebene einen Überblick. Vorgegeben werden die Polwechselfrequenz  $\omega$ , die Zwischenkreisspannung  $U_{dc}$  sowie die Sollwertvorgabe des Drehmoments  $M_{ref}$ . Das Verhalten von Spannungs- und Strommessstellen wird berücksichtigt. Diese verarbeiten die tatsächliche Zwischenkreisspannung  $U_{dc}$  zum Messwert  $U_{dc,mea}$  und die tatsächlichen Phasenströme  $I_1, I_2, I_3$  zu den Messwerten  $I_{1,mea}, I_{2,mea}, I_{3,mea}$ . Um die Regelung gegenüber Maschinenausführungen mit der Windungszahl  $N$  flexibel zu gestalten, sind die Messwerte mit dem Faktor  $N$  bzw.  $1/N$  auf die Verhältnisse einer einwindigen Maschine skaliert. Der Regler verarbeitet die Eingangsgrößen und übergibt die Logiksignale  $PWM_1, PWM_2, PWM_3$  an das Wechselrichtermodell. Der Wechselrichter gibt die auf Masse bezogenen Ausgangsspannungen  $U_{1,inv}, U_{2,inv}, U_{3,inv}$  für das Maschinenmodell aus. Mit den vom Maschinenmodell berechneten Strangströmen  $I_1, I_2, I_3$  wird die Regelschleife geschlossen. Ausgewertet werden unter anderem der vom Regler bestimmte Rotorwinkel  $\tilde{\gamma}$  und die transformierten Stromkomponenten  $I_d, I_q$  in der Maschine.

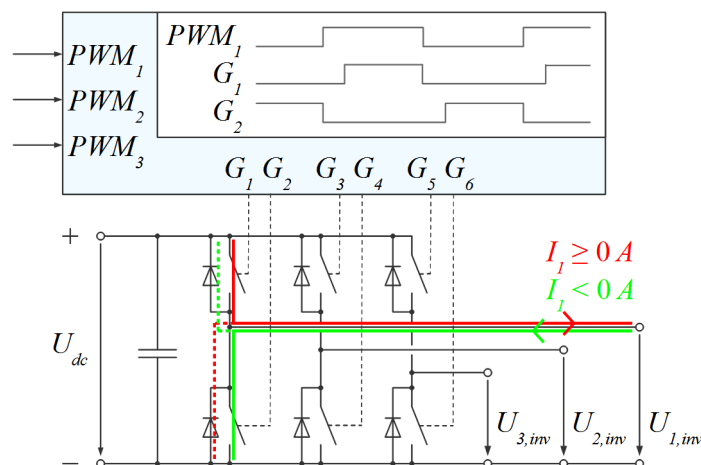


**Abbildung 2.28:** Gesamtsimulation zur Entwicklung und Validierung der Regelalgorithmen

### 2.3.1 Leistungselektronik

Die Maschine wird an einem Wechselrichter mit B6-Brückenschaltung betrieben. Als Leistungsschalter werden Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) eingesetzt. Im Modell ist das elementare Verhalten des Aufbaus nachgebildet. Die Kapazitäten im Zwischenkreis und die dynamischen Kommutierungsvorgänge werden nicht berücksichtigt. Mit geeigneter Parametrierung ist auch die Simulation von Leistungsschaltern mit Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET) Technologie möglich.





**Abbildung 2.29:** Modell des Wechselrichters mit Leistungsschaltern, Freilaufdioden, Schutzzeitlogik und Strompfaden von  $I_1$

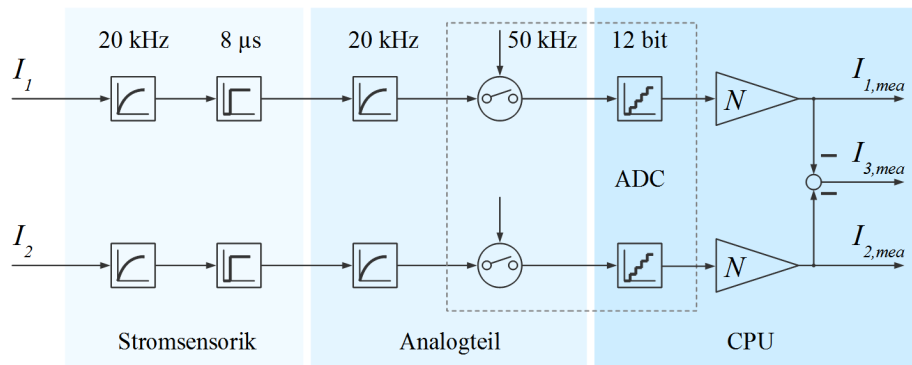
Die Highside-Gatesignale  $G_1, G_3, G_5$  und Lowside-Gatesignale  $G_2, G_4, G_6$  werden in der Treiberschaltung aus den Ansteuersignalen  $PWM_1, PWM_2, PWM_3$  des Reglers erzeugt. Dabei werden zur Generierung der Schutzzeiten, wie in Abb. 2.29 skizziert, stets die steigenden Flanken der Gate-Signale verzögert. Während der Schutzzeiten führt je nach Stromrichtung jeweils eine der Freilaufdioden den Phasenstrom. Einflussgrößen für die Ausgangsspannungen der Halbbrücken sind die Zwischenkreisspannung  $U_{dc}$ , die Vorwärtsspannung der Dioden  $U_F$ , der ohm'sche Widerstand der Dioden  $R_F$ , die Kollektor-Emitter-Spannung der IGBTs in Sättigung  $U_{CE,sat}$  und der ohm'sche Widerstand der IGBTs  $R_{CE}$ .

$$U_{1,inv} = \begin{cases} 0V - U_F - I_1 R_F & \text{für } I_1 \geq 0A \wedge G_1 = 0 \wedge G_2 = 0 \\ U_{dc} - U_{CE,sat} - I_1 R_{CE} & G_1 = 1 \wedge G_2 = 0 \\ 0V - U_F - I_1 R_F & \text{für } I_1 < 0A \wedge G_1 = 0 \wedge G_2 = 1 \\ U_{dc} + U_F - I_1 R_F & G_1 = 0 \wedge G_2 = 0 \\ U_{dc} + U_F - I_1 R_F & G_1 = 1 \wedge G_2 = 0 \\ 0V + U_{CE,sat} - I_1 R_{CE} & G_1 = 0 \wedge G_2 = 1 \end{cases} \quad (2.128)$$

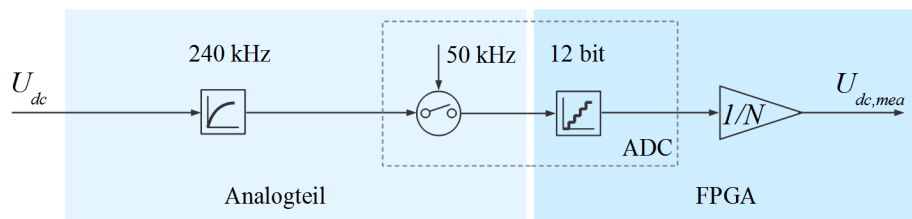
Die Berechnung von  $U_{2,inv}, U_{3,inv}$  erfolgt analog.

### 2.3.2 Signalverarbeitung

Die Phasenströme  $I_1, I_2$  werden potentialfrei von Open Loop Halleffekt Sensoren mit einer Bandbreite von 20kHz und einer Totzeit von  $8\mu s$  gemessen. Dieser und vergleichbare Typen sind relativ kostengünstig und in großen Stückzahlen verfügbar. Mit Blick auf den Serieneinsatz der zu entwerfenden Regelung soll auf den Einsatz höherwertiger Sensoren verzichtet werden. Abb. 2.30 zeigt die Signalpfade. Das Übertragungsverhalten des Stromsensors wird als Tiefpass erster Ordnung mit Totzeit angenähert. Da auf dem Übertragungsweg eine Einkopplung von Störgrößen nicht ausgeschlossen werden kann, folgt im Analogteil ein RC-Tiefpass mit einer Eckfrequenz von 20kHz. Der Filter ist entsprechend dem Nyquist-Kriterium ausgelegt und befindet sich im Wechselrichter unmittelbar vor dem Analog Digital Converter (ADC). Die AD-Wandlung erfolgt synchronisiert mit dem 50kHz



**Abbildung 2.30:** Signalpfad der Strommessung



**Abbildung 2.31:** Signalpfad der Spannungsmessung

Zyklus der Reglersoftware. In der CPU werden die Messwerte um den Faktor  $1/N$  skaliert und den Regelalgorithmen als  $I_{1,mea}$ ,  $I_{2,mea}$  bereitgestellt. Da der Sternpunkt der Maschine offen betrieben wird, kann der dritte Phasenstromwert  $I_{3,mea}$  aus der Beziehung

$$0 = I_{1,mea} + I_{2,mea} + I_{3,mea} \quad (2.129)$$

berechnet werden.

Bei der Zwischenkreisspannung  $U_{dc}$  handelt es sich um eine sicherheitskritische Größe. Daher wird diese, unabhängig vom Regelungsverfahren, hochdynamisch überwacht um das System im Fehlerfall verzögerungsfrei in einen sicheren Zustand zu bringen. Die Spannungsmessung ist mit 240 kHz Bandbreite und vernachlässigbarer Totzeit deutlich dynamischer als die Strommessung. Um diesen Vorteil zu nutzen wird das Ausgangssignal des Sigma-Delta-ADCs direkt im FPGA eingelesen. Skaliert mit  $1/N$  steht die Zwischenkreisspannung den Regelalgorithmen als  $U_{dc,mea}$  zur Verfügung.

---

## 3 Sensorlose Regelung

---

### 3.1 Voruntersuchungen zum Injektionsverfahren

#### 3.1.1 Funktionsprinzip alternierender Signalinjektion

Im Stillstand und unteren Drehzahlbereich soll der Rotorwinkel  $\gamma$  auf Basis der Anisotropie im Magnetkreis geschätzt werden. Eine bekannte Möglichkeit ist das Einprägen eines alternierenden Spannungsvektors und das Auswerten der Stromantwort [LKH03]. Die Signalamplituden  $\tilde{U}_d, \tilde{U}_q$  des Spannungsvektors aus Gl. 2.121-2.122 sind dabei konstante Parameter.

Die tatsächliche Rotorposition  $\gamma$  kann von der geschätzten  $\tilde{\gamma}$  abweichen. Der Fehler zwischen den beiden Winkeln wird mit  $\varepsilon$  bezeichnet.

$$\tilde{\gamma} = \gamma + \varepsilon \quad (3.1)$$

Signalinjektion und Stromauswertung erfolgen im an  $\tilde{\gamma}$  ausgerichteten d/q-Koordinatensystem. Größen, die sich auf die tatsächliche Rotorposition  $\gamma$  beziehen, werden mit  $(\gamma)$  gekennzeichnet. Die transformierten Induktivitäten  $l_{dd}, l_{dq}, l_{qd}, l_{qq}$  beziehen sich auch ohne Kennzeichnung auf die tatsächliche Rotorposition  $\gamma$ . Im  $\gamma$ -System gelten für die Trägersignalkomponenten die Spannungsgleichungen 2.126-2.127.

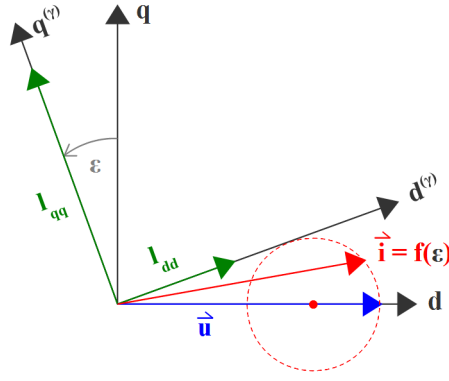
$$\begin{pmatrix} \tilde{U}_d^{(\gamma)} \\ \tilde{U}_q^{(\gamma)} \end{pmatrix} = \omega_c \begin{pmatrix} l_{dd} & l_{dq} \\ l_{qd} & l_{qq} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{I}_d^{(\gamma)} \\ \tilde{I}_q^{(\gamma)} \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Spannungs- und Stromvektoren des  $\gamma$ - und  $\tilde{\gamma}$ -Systems können mit Hilfe der Rotationsmatrix  $R(\varepsilon)$  ineinander überführt werden.

$$R(-\varepsilon) = \begin{pmatrix} \cos(-\varepsilon) & -\sin(-\varepsilon) \\ \sin(-\varepsilon) & \cos(-\varepsilon) \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{pmatrix} \tilde{U}_d \\ \tilde{U}_q \end{pmatrix} = R(-\varepsilon) \begin{pmatrix} \tilde{U}_d^{(\gamma)} \\ \tilde{U}_q^{(\gamma)} \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

$$\begin{pmatrix} \tilde{I}_d \\ \tilde{I}_q \end{pmatrix} = R(-\varepsilon) \begin{pmatrix} \tilde{I}_d^{(\gamma)} \\ \tilde{I}_q^{(\gamma)} \end{pmatrix} \quad (3.5)$$



**Abbildung 3.1:** Trajektorie der Stromantwort  $\vec{i} = f(2\varepsilon)$  ohne statorfester Anisotropie,  $l_{qq} = 2l_{dd}$ ,  $l_{dq} = l_{qd} = 0\mu\text{H}$

Aus Gl. 3.2-3.5 folgt der Zusammenhang von Strom- und Spannungsvektoren in Abhängigkeit des Winkelfehlers  $\varepsilon$  im geschätzten  $\tilde{\gamma}$ -System.

$$\begin{pmatrix} \tilde{U}_d \\ \tilde{U}_q \end{pmatrix} = R(-\varepsilon) \left( \omega_c \begin{pmatrix} l_{dd} & l_{dq} \\ l_{qd} & l_{qq} \end{pmatrix} \left( R(\varepsilon) \begin{pmatrix} \tilde{I}_d \\ \tilde{I}_q \end{pmatrix} \right) \right) \quad (3.6)$$

Der Spannungsvektor

$$\vec{u} = \begin{pmatrix} \tilde{U}_d \\ \tilde{U}_q \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

wird eingepreßt. Der Stromvektor  $\vec{i}$ , der die Information des Winkelfehlers  $\varepsilon$  transportiert, wird gemessen.

$$\vec{i} = \begin{pmatrix} \tilde{I}_d \\ \tilde{I}_q \end{pmatrix} = R(-\varepsilon) \left( \frac{1}{\omega_c} \begin{pmatrix} l_{dd} & l_{dq} \\ l_{qd} & l_{qq} \end{pmatrix}^{-1} \left( R(\varepsilon) \begin{pmatrix} \tilde{U}_d \\ \tilde{U}_q \end{pmatrix} \right) \right) \quad (3.8)$$

Die Kreuzinduktivitäten werden mit  $L_{dq} = L_{qd} = 0\mu\text{H}$  vernachlässigt.

$$\tilde{I}_d = \tilde{U}_d \frac{l_{qq} + l_{dd} + (l_{qq} - l_{dd}) \cos(2\varepsilon)}{2\omega_c l_{dd} l_{qq}} + \tilde{U}_q \frac{(l_{dd} - l_{qq}) \sin(2\varepsilon)}{2\omega_c l_{dd} l_{qq}} \quad (3.9)$$

$$\tilde{I}_q = \tilde{U}_d \frac{(l_{dd} - l_{qq}) \sin(2\varepsilon)}{2\omega_c l_{dd} l_{qq}} + \tilde{U}_q \frac{l_{qq} + l_{dd} + (l_{dd} - l_{qq}) \cos(2\varepsilon)}{2\omega_c l_{dd} l_{qq}} \quad (3.10)$$

Die Komponenten der Stromantwort werden sinus- bzw. kosinusförmig mit dem zweifachen des Winkelfehlers  $\varepsilon$  moduliert. Die Trajektorie des Stromvektors

$$\vec{i} = f(2\varepsilon) \quad (3.11)$$

beschreibt für konstante Induktivitätsparameter  $l_{dd}$ ,  $l_{qq}$  eine Kreisbahn wie sie in Abb. 3.1 zu sehen ist. Voraussetzung hierfür ist jedoch eine Differenz der konstanten Hauptinduktivitäten  $l_{dd} - l_{qq} \neq 0\mu\text{H}$ .

Wird das Injektionssignal in d- bzw. q-Richtung eingepreßt, verschwindet der

Winkelfehler  $\varepsilon$  durch zu null Regeln von  $\tilde{I}_q$  bzw.  $\tilde{I}_d$ . Für beliebige Injektionsrichtungen muss das Fehlersignal aus  $\tilde{I}_d$  und  $\tilde{I}_q$  gewonnen werden.

Durch Kreuzinduktivitäten  $l_{dq} = l_{qd} \neq 0 \mu\text{H}$  verschiebt sich die kreisförmige Trajektorie aus Abb. 3.1, was zu einer stationären Regelabweichung führt. Unter Umständen liegt keine Nullstelle der Stromantwort mehr vor. In diesem Fall wird ein Korrekturterm benötigt, da das Verfahren ansonsten instabil wird. Ähnlich verhält es sich bei winkelabhängigen Hauptinduktivitäten, wodurch sowohl der Durchmesser als auch die Form der Trajektorie moduliert werden können.

### 3.1.2 Injektion konstanter Spannungsvektoren

#### 3.1.2.1 Stehender Rotor

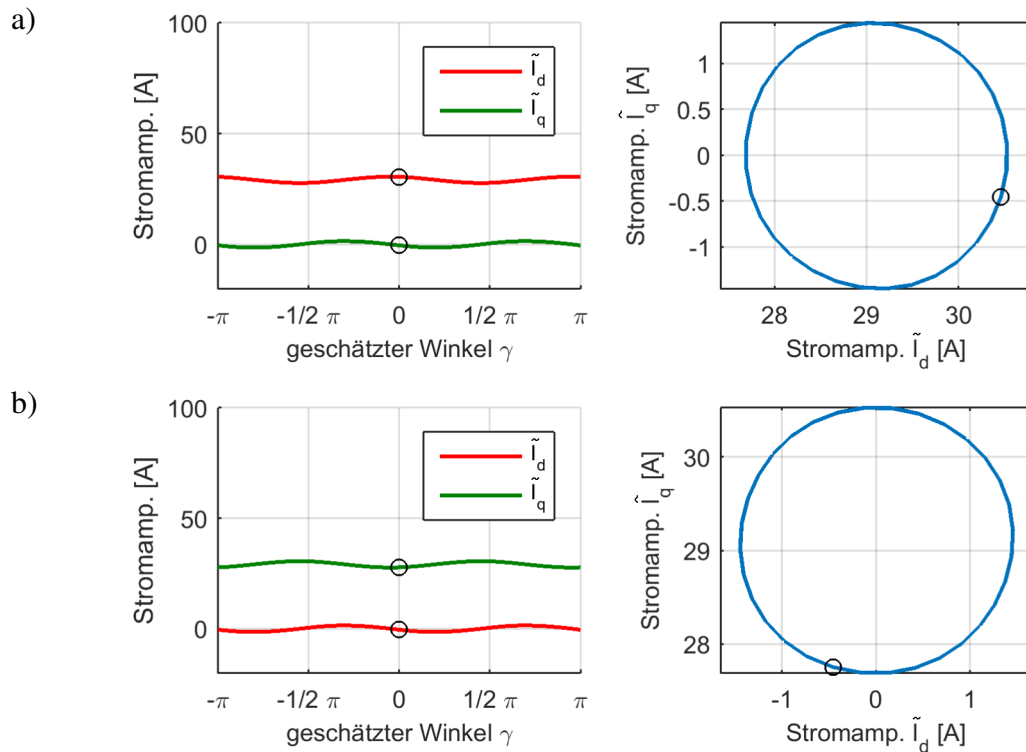
Die im vorherigen Abschnitt diskutierten Zusammenhänge sollen nun unter Berücksichtigung von Sättigungs- und Hystereseeffekten simuliert werden. Herangezogen wird hierfür das in Abschnitt 2.2 entwickelte numerische Maschinenmodell.

Analog zur Auswertung der Induktivitätsparameter in Abb. 2.24-2.27 werden die drei charakteristischen Arbeitspunkte Leerlauf mit  $\bar{I}_q = 0\text{A}$ , Teillast mit  $\bar{I}_q = 250\text{A}$  und Nennmoment mit  $\bar{I}_q = 450\text{A}$  betrachtet. Die feldbildende Stromkomponente beträgt jeweils  $I_d = 0\text{A}$ .

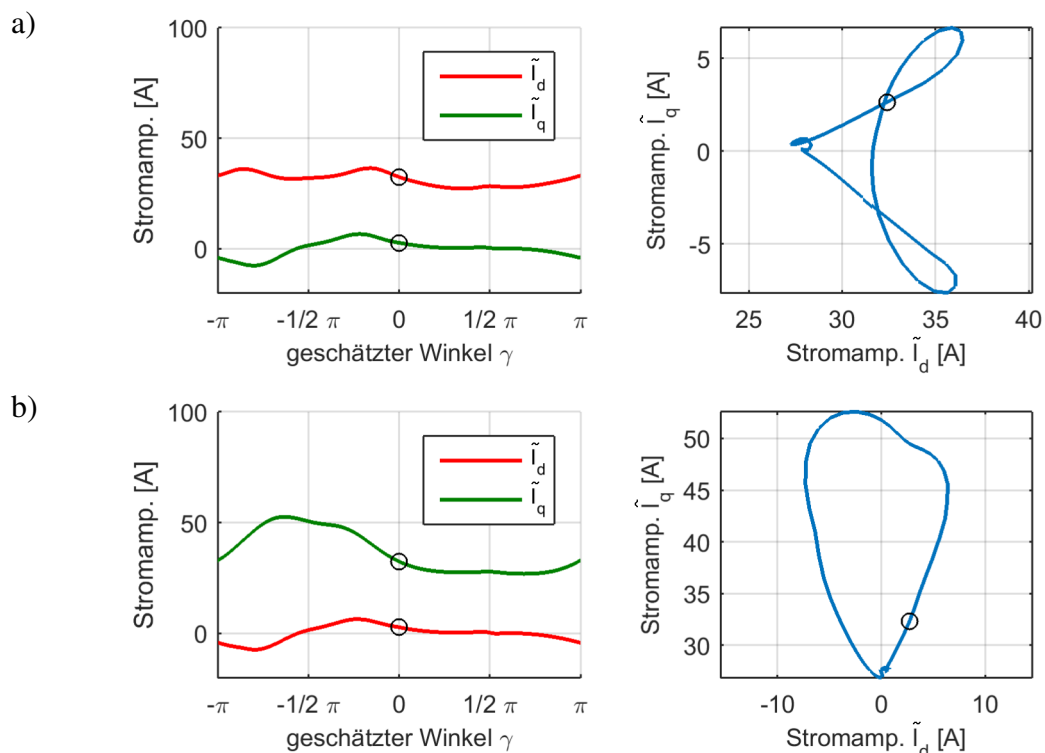
In den Simulationen werden die Stromantworten  $\tilde{I}_d = f(\tilde{\gamma}, \dots)$  und  $\tilde{I}_q = f(\tilde{\gamma}, \dots)$  für Anregungen jeweils in d- und in q-Richtung bestimmt. Dabei bezieht sich der Anregungsvektor auf den geschätzten Rotorwinkel  $\tilde{\gamma}$ . Die tatsächliche Pollage befindet sich stets bei  $\gamma = 0$ .

Abb. 3.2 zeigt die nahezu sinusförmige Modulation der Stromantworten im Leerlauf. Die kreisförmigen Trajektorien in den rechten Diagrammen entsprechen in etwa den idealisierten Erwartungen aus Gl. 3.9-3.10. Durch die geringe Differenz der Hauptinduktivitäten beträgt die Modulation lediglich  $\pm 1,5\text{A}$  bei einer Signalamplitude von  $29\text{A}$ . Störeinflüsse durch Hysterese und Kreuzinduktivitäten sind deutlich am markierten Punkt bei  $\tilde{\gamma} = \gamma = 0$  zu erkennen, da dieser in der rechten Bildhälfte von der q- bzw. d-Achse abweicht.

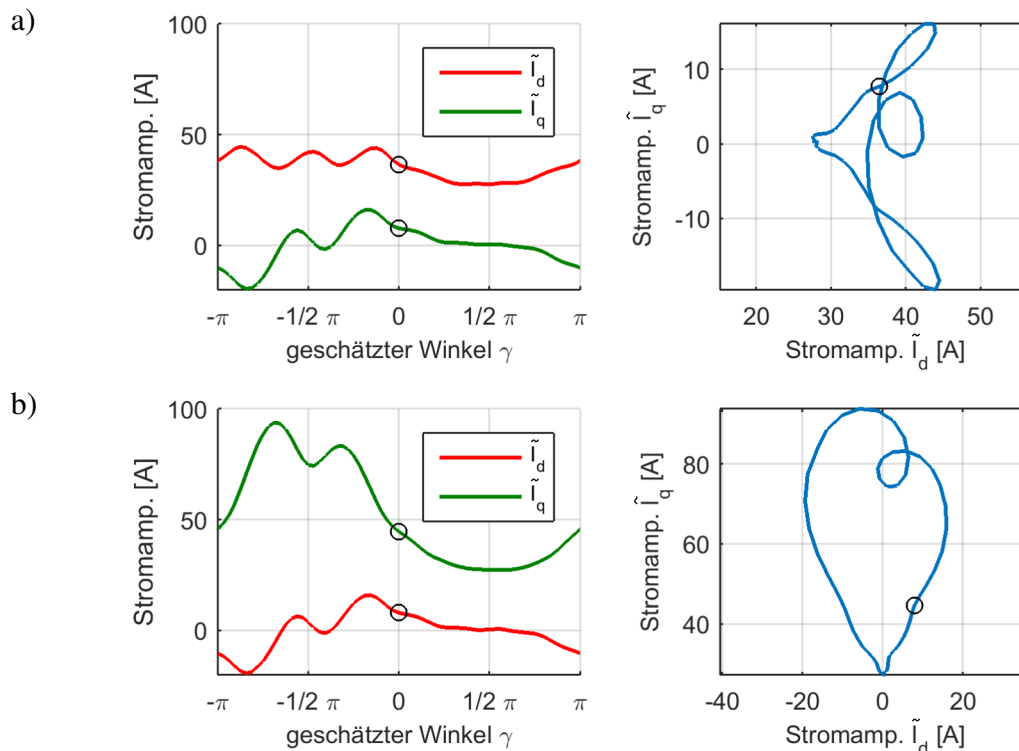
Ein völlig anderes Bild stellt sich im Teillastbetrieb in Abb. 3.3 dar. Die Antworten auf d- und q-Spannungsvektoren verhalten sich nicht mehr analog zueinander. Für beide Injektionsrichtungen verschwindet die  $\pi$ -periodische Modulation der Stromantworten, da die Hauptinduktivitäten nahezu gleich sind (siehe Abb. 2.26). Stattdessen dominiert insbesondere bei Injektion in q-Richtung eine  $2\pi$ -periodische Modulation. Diese resultiert aus dem Einfluss der Stromgrundwelle. Je nachdem ob sich Stator- und Rotorflüsse verstärken oder einander entgegenstehen, ändert sich der Sättigungsgrad der Statorringe. Daher ergeben sich völlig unterschiedliche Ergebnisse, wenn das Injektionssignal im Scheitel der Grundwelle oder in deren Nulldurchgang eingepreßt wird. Die größte Winkelabhängigkeit wird für  $\tilde{I}_q$  bei Injektion in q-Richtung erreicht. Zur sensorlosen Winkelbestimmung basierend auf dieser Größe wird, wie aus Abb. 3.2 b) hervorgeht, jedoch eine Signalreferenz von etwa  $32\text{A}$  benötigt. Es ist davon auszugehen, dass dieser Wert unter anderem stark von  $\bar{I}_d$ ,  $\bar{I}_q$  und der Rotortemperatur abhängt. Vorteilhaft wirkt sich die Stärke der Modulation mit  $\pm 12\text{A}$  aus, die im Vergleich zum Leerlauf deutlich höher ausfällt.



**Abbildung 3.2:** Stromantworten  $\tilde{I}_d$   $\tilde{I}_q$ , stehender Rotor  $\gamma = 0$ , Leerlauf  $\tilde{I}_d = 0$  A  $\tilde{I}_q = 0$  A,  
 a)  $\tilde{U}_d = 20$  V  $\tilde{U}_q = 0$  V, b)  $\tilde{U}_d = 0$  V  $\tilde{U}_q = 20$  V



**Abbildung 3.3:** Stromantworten  $\tilde{I}_d$   $\tilde{I}_q$ , stehender Rotor  $\gamma = 0$ , Teillast  $\tilde{I}_d = 0$  A  $\tilde{I}_q = 250$  A,  
 a)  $\tilde{U}_d = 20$  V  $\tilde{U}_q = 0$  V, b)  $\tilde{U}_d = 0$  V  $\tilde{U}_q = 20$  V



**Abbildung 3.4:** Stromantworten  $\tilde{I}_d$ ,  $\tilde{I}_q$ , stehender Rotor  $\gamma = 0$ , Nennmoment  $\tilde{I}_d = 0$  A,  $\tilde{I}_q = 450$  A, a)  $\tilde{U}_d = 20$  V  $\tilde{U}_q = 0$  V, b)  $\tilde{U}_d = 0$  V  $\tilde{U}_q = 20$  V

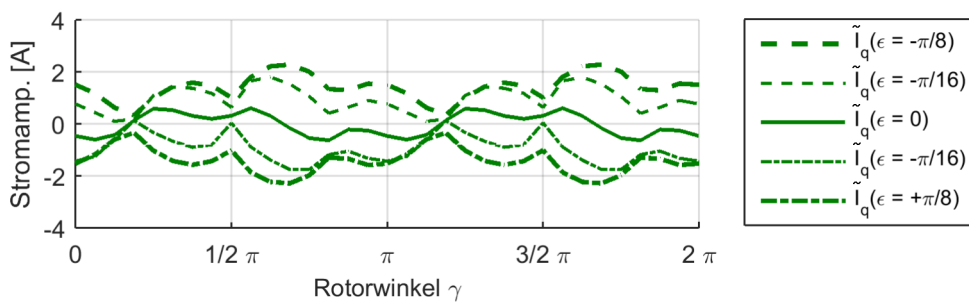
Durch die hohen Sättigungsgrade bei Nennlast kommt eine  $2\pi/6$ -Modulation in den Stromantworten von Abb. 3.4 hinzu. Für  $\tilde{\gamma} = -\pi/4$  verstärken sich Stator und Rotorfluss. Für  $\tilde{\gamma} = \pi/4$  stehen sie einander entgegen. Daher sind die Oberwellen im Kurvenverlauf im Bereich von  $\tilde{\gamma} = -\pi/4..0$  sehr stark ausgeprägt. Die erwartete  $\pi$ -periodische Modulation für  $l_{dd} - l_{qq} \neq 0$  wird insbesondere von den starken Kreuzinduktivitäten überlagert und ist nicht mehr sichtbar. Die  $2\pi$ -periodische Modulation durch die Grundwelle ist im Vergleich zum Teillastbetrieb noch stärker ausgeprägt. Dies ist allerdings zu relativieren, da auch die mittlere Amplitude des Trägersignals durch das niedrigere Induktivitätsniveau größer ist. Ähnlich wie im Teillastbereich scheint die Auswertung von  $\tilde{I}_q$  mit Injektion in q-Richtung geeignet zur sensorlosen Erfassung der Position  $\tilde{\gamma} = 0$ .

Für jeden der betrachteten Arbeitspunkte konnte an der Stromkomponente  $\tilde{I}_q$  ein auswertbarer Gradient  $d\tilde{I}_q/d\varepsilon$  gefunden werden. Im Leerlauf muss das System hierfür in d-Richtung, in Teil- und Nennlast in q-Richtung, angeregt werden. In keinem der drei Arbeitspunkte lag für die korrekte Winkelausrichtung  $\tilde{\gamma} = \gamma$  ein Nulldurchgang von  $\tilde{I}_q$  vor. Zur sensorlosen Regelung muss somit stets ein Referenzwert bestimmt werden. Die Berechnung des Referenzwerts ist insofern problematisch, da  $\tilde{I}_q$  von der stark temperaturabhängigen Remanenz der Permanentmagnete abhängt, welche im Betrieb nachgeführt werden muss. Dies kann mit zusätzlicher Anregung und Auswertung von  $\tilde{I}_d$  erfolgen.

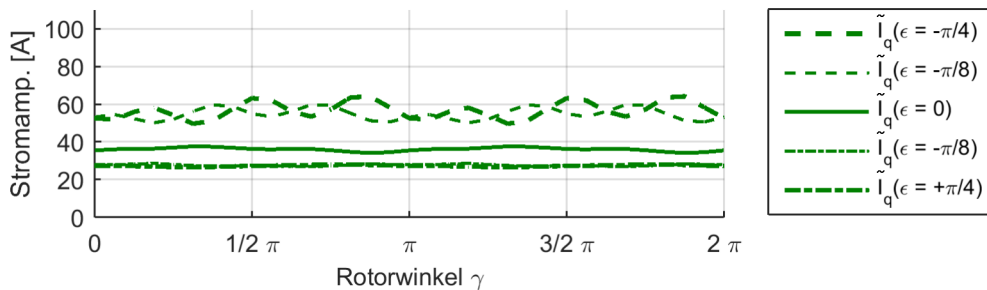
### 3.1.2.2 Drehender Rotor

Bisher wurde von einem feststehenden Rotor ausgegangen. Nun dreht sich der Rotor mit sehr niedriger Geschwindigkeit. Die Simulationen werden für verschiedene Winkelfehler  $\varepsilon = \tilde{\gamma} - \gamma$  durchgeführt. Lokale Maxima der Modulation von  $\tilde{I}_q$  werden bei der Auswertung im Leerlauf für  $\varepsilon = \pm\pi/8$ , in Teil- und Nennlast für  $\varepsilon = \pm\pi/4$  erwartet.

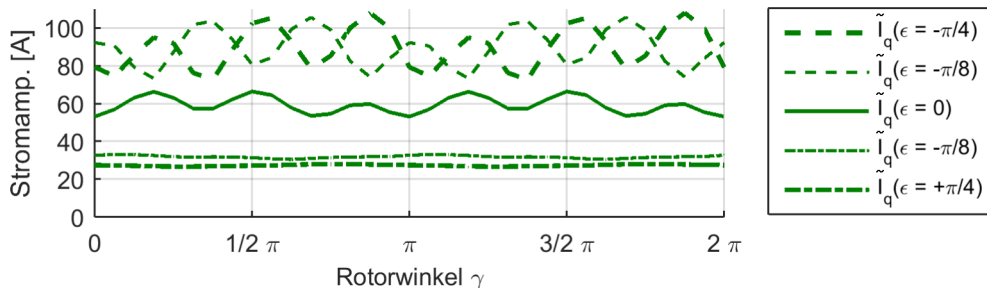
Im Leerlauf wird der alternierende Spannungsvektor in d-Richtung mit den Komponenten  $\tilde{U}_d = 20\text{V}$ ,  $\tilde{U}_q = 0\text{V}$  injiziert. Der Verlauf von  $\tilde{I}_q(\varepsilon = 0)$  in Abb. 3.5 wird  $\pi$ -periodisch durch die ungleichen Stranginduktivitäten und in Form einer sechsten Oberwelle durch die voneinander unabhängig gesättigten Eisenkreise moduliert. Die maximale Abweichung von diesem Verlauf ist für  $\varepsilon = \pm\pi/4$  zu erwarten. Bei  $\gamma = 0, 2\pi$  und  $\gamma = 1, 2\pi$  sind kritische Punkte sichtbar, in denen die Modulation und somit das Fehlersignal der Winkel-



**Abbildung 3.5:** Stromantwort  $\tilde{I}_q$ , const. Spannungsvektor  $\tilde{U}_d = 20\text{V}$   $\tilde{U}_q = 0\text{V}$ , Winkelabweichung  $\varepsilon = \text{const.}$ , Leerlauf  $\tilde{I}_d = 0\text{A}$   $\tilde{I}_q = 0\text{A}$



**Abbildung 3.6:** Stromantwort  $\tilde{I}_q$ , const. Spannungsvektor  $\tilde{U}_d = 20\text{V}$   $\tilde{U}_q = 20\text{V}$ , Winkelabweichung  $\varepsilon = \text{const.}$ , Teillast  $\tilde{I}_d = 0\text{A}$   $\tilde{I}_q = 250\text{A}$



**Abbildung 3.7:** Stromantwort  $\tilde{I}_q$ , const. Spannungsvektor  $\tilde{U}_d = 20\text{V}$   $\tilde{U}_q = 20\text{V}$ , Winkelabweichung  $\varepsilon = \text{const.}$ , Nennmoment  $\tilde{I}_d = 0\text{A}$   $\tilde{I}_q = 450\text{A}$



regelschleife sehr klein wird. An diesen Stellen sind  $l_{dd}$  und  $l_{qq}$  nahezu identisch (siehe Abb. 2.25).

Zur sensorlosen Winkelnachführung im Teillastbetrieb wird  $\tilde{I}_q$  bei Injektion in +d/+q-Richtung mit  $\tilde{U}_d = \tilde{U}_q = 20\text{ V}$  ausgewertet, wobei die d-Komponente des Trägersignals später in Abschnitt 3.1.3.2 zur Nachführung des Rotorflusses genutzt werden soll. Die Verläufe von  $\tilde{I}_q$  sind für verschiedene Winkelfehler  $\varepsilon$  in Abb. 3.6 zu sehen. In diesem Arbeitspunkt entsprechen die Phasenströme der Durchflutung durch die Permanentmagnete. Für  $\varepsilon = 0$  tritt dadurch keine sechste Oberwelle mehr auf. Folglich ist im Verlauf von  $\tilde{I}_q$  lediglich die  $\pi$ -periodische Modulation durch die ungleichen Stranginduktivitäten zu sehen. Über die komplette Rotorumdrehung hinweg liegt ein relativ gleichmäßiger Fehlergradient  $d\tilde{I}_q/d\varepsilon$  vor.

Die Auswertung bei Nennlast erfolgt analog zum Arbeitspunkt Teillast. In Abb. 3.7 sind die Verläufe von  $\tilde{I}_q$  zu sehen. Die sechste Oberwelle zeigt sich erneut bei hohen Sättigungsgraden des Materials, wie sie für  $\varepsilon = 0, -\pi/8, -\pi/4$  vorliegen. Trotzdem ist mit  $\tilde{I}_q(\varepsilon = \pi/4) < \tilde{I}_q(\varepsilon = 0) < \tilde{I}_q(\varepsilon = -\pi/4)$  im gesamten Verlauf ein auswertbares Signal vorhanden.

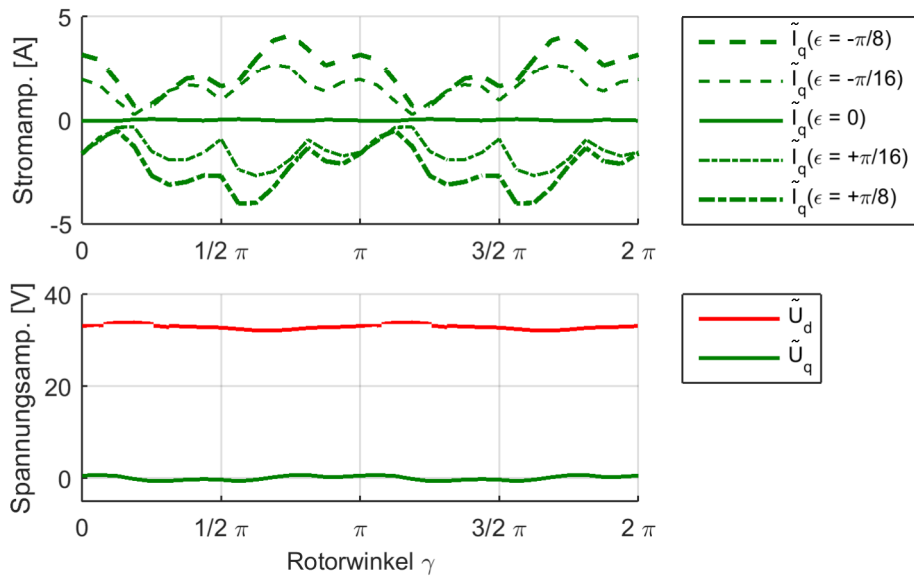
### 3.1.3 Injektion kompensierender Spannungsvektoren

Die Verwendung eines Hysteresestromreglers wirkt sich grundlegend auf die Signalinjektion aus. Dem Hystereseregler werden Sollkurven für die Phasenströme vorgegeben. Auf diese Sollkurven kann ein Trägersignal mit konstanter Amplitude aufmoduliert werden. Aus anisotropen Eigenschaften des Magnetkreises resultieren Spannungsvektoren die winkel- und lastabhängig sind. Die begrenzte Bandbreite der Strommessung führt jedoch zur Instabilität einer solchen Stromregelung. Daher muss der Hystereseregler um einen Beobachter erweitert werden. Dessen winkelabhängige Induktivitäten können auf die Verläufe für  $\varepsilon = 0$  kalibriert werden. Für  $\varepsilon = 0$  wird folglich über die komplette Umdrehung hinweg eine konstante Amplitude des Stromsignals erreicht. Dies minimiert den Störeinfluss der Eisenhysterese und ermöglicht konstante Referenzwerte zur Winkelbestimmung mit  $\tilde{I}_q$ .

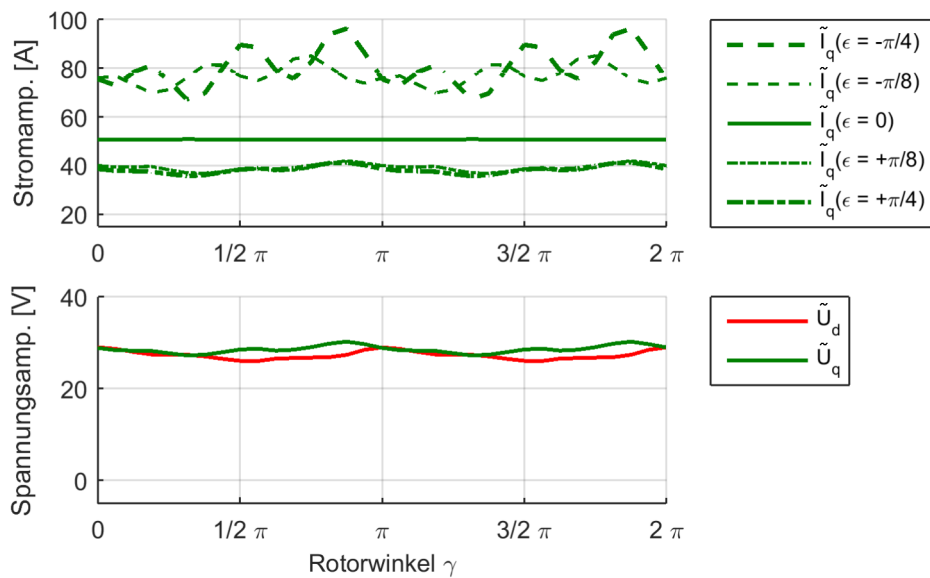
#### 3.1.3.1 Signale zur Winkelbestimmung

Abb. 3.8 zeigt die Strom- und Spannungssignale bei Injektion kompensierender Spannungsvektoren im Leerlauf. Die eingeprägte Signalamplituden betragen  $\tilde{I}_d(\varepsilon = 0) = 50\text{ A}$ , was etwa 10% des Nennstroms entspricht, und  $\tilde{I}_q(\varepsilon = 0) = 0\text{ A}$ . Im Vergleich zur vorherigen Simulation mit konstantem Spannungsvektor ist die Stromsignalamplitude etwas größer gewählt. Dies erhöht den Fehlergradienten  $d\tilde{I}_q/d\varepsilon$  an den kritischen Positionen  $\gamma = 0, 2\pi$  und  $\gamma = 1, 2\pi$ . Die statorfesten Anisotropien sind in den Spannungsverläufen sichtbar.

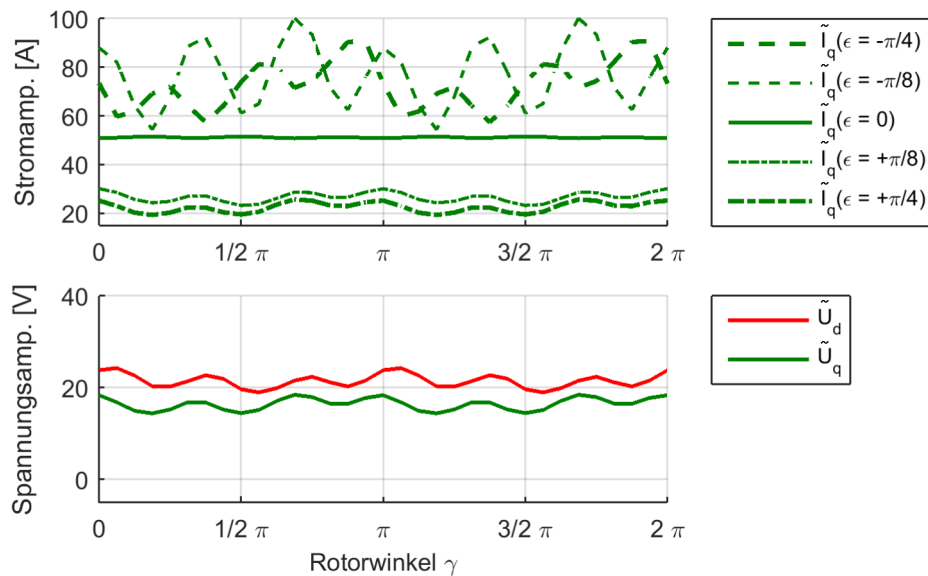
In den Arbeitspunkten Teil- und Nennlast wird ein Trägersignal mit d- und q-Komponente  $\tilde{I}_d(\varepsilon = 0) = \tilde{I}_q(\varepsilon = 0) = 50\text{ A}$  eingepreßt. Die Winkelregelschleife soll mit  $\tilde{I}_q$  geschlossen werden. Dessen Verläufe sind zusammen mit den Spannungsvektoren in Abb. 3.9 und 3.10 zu sehen. Die Spannungsamplitude ist durch die starke Sättigung bei Nennlast in etwa um den Faktor 1/3 kleiner als in Teillast. Mit steigendem Sättigungsgrad steigt die Ausprägung der sechsten Harmonischen in den transformierten Induktivitäten.



**Abbildung 3.8:** Stromantwort  $\tilde{I}_q$ , komp. Spannungsvektor  $\tilde{U}_d$   $\tilde{U}_q$ ,  
Winkelabweichung  $\epsilon = const.$ , Leerlauf  $\tilde{I}_d = 0\text{ A}$   $\tilde{I}_q = 0\text{ A}$



**Abbildung 3.9:** Stromantwort  $\tilde{I}_q$ , komp. Spannungsvektor  $\tilde{U}_d$   $\tilde{U}_q$ ,  
Winkelabweichung  $\epsilon = const.$ , Teillast  $\tilde{I}_d = 0\text{ A}$   $\tilde{I}_q = 250\text{ A}$

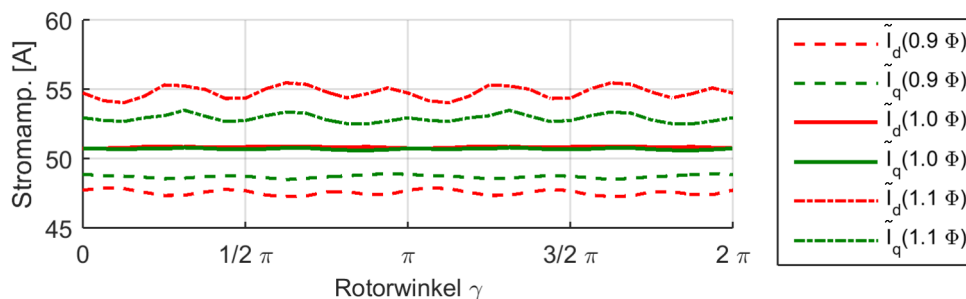


**Abbildung 3.10:** Stromantwort  $\tilde{I}_q$ , komp. Spannungsvektor  $\tilde{U}_d \tilde{U}_q$ , Winkelabweichung  $\epsilon = const.$ , Nennmoment  $\bar{I}_d = 0 \text{ A}$   $\bar{I}_q = 450 \text{ A}$

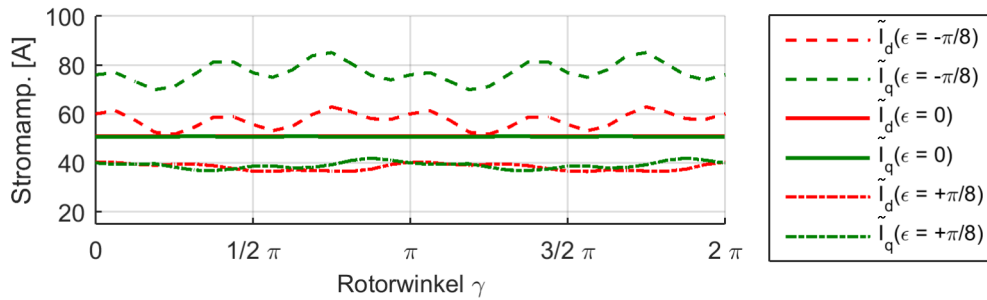
### 3.1.3.2 Signale zur Nachführung des Rotorflusses

Die exakte Kalibrierung der Beobachterinduktivitäten ist entscheidend für die korrekte Einprägung der Spannungsvektoren. Liegen Abweichungen vor, verschiebt sich der benötigte Referenzwert für  $\tilde{I}_q$ . Es wird davon ausgegangen, dass die Statorinduktivitäten mit ausreichender Genauigkeit kalibriert werden können. Das Induktivitätsniveau ist jedoch abhängig vom sättigenden Rotorfluss. Dieser weist eine nicht zu vernachlässigende Temperaturabhängigkeit auf. Eine Nachführung des Induktivitätsniveaus kann auf Basis der Größe  $\tilde{I}_d$  erfolgen. Diese lässt einen Rückschluss auf die Induktivität  $l_{dd}$  zu, welche den vollen Rotorfluss erfährt. Abb. 3.11 verdeutlicht den Einfluss eines variierenden Rotorflusses auf  $\tilde{I}_d$  und  $\tilde{I}_q$ .

Die  $\epsilon$ -Abhängigkeit von  $\tilde{I}_d$  ist geringer als die  $\epsilon$ -Abhängigkeit von  $\tilde{I}_q$ , da der Rotorfluss in d-Richtung nur mit  $\cos \epsilon$  eingeht. Dies deckt sich mit den Simulationsergebnissen aus



**Abbildung 3.11:** Stromantworten  $\tilde{I}_d \tilde{I}_q$  im Vergleich, komp. Spannungsvektor  $\tilde{U}_d \tilde{U}_q$  bei Nennmoment, Variation des Flusses der Permanentmagneten



**Abbildung 3.12:** Stromantworten  $\tilde{I}_d$   $\tilde{I}_q$  im Vergleich, komp. Spannungsvektor  $\tilde{U}_d$   $\tilde{U}_q$  bei Nennmoment, Rotorumdrehung mit Winkelabweichungen  $\varepsilon = \text{const}$ .

Abb. 3.12. Die Regelschleifen für Induktivitätsniveau und Winkelbestimmung sind somit entkoppelt, was eine unabhängige Regelung ermöglicht.

## 3.2 Regelkreisstruktur

Mit Beobachterstrukturen werden im Bereich sensorloser Regelung gute Ergebnisse erzielt. Exemplarisch zu nennen sind die Veröffentlichungen [APBB08] und [WM12]. Eine der klassischen Varianten ist der Luenberger-Beobachter, wie er in der Literatur [Sch00] beschrieben ist. In diesem Beobachter wird ein komplettes Modell der Strecke in Echtzeit berechnet. Die Zwischenergebnisse der Berechnung entsprechen physikalischen Größen, die hierdurch auch ohne Messstelle zugänglich gemacht werden. So wird beispielsweise die Zustandsgröße Rotorwinkel  $\gamma$  beobachtet. Voraussetzung hierfür ist jedoch die Beobachtbarkeit der Regelstrecke.

Eine Strecke ist beobachtbar, wenn sich sämtliche in ihr enthaltenen Zustandsgrößen auf die Streckenausgänge auswirken. Dies wiederum ist gegeben, wenn die Beobachtbarkeitsmatrix, wie sie in [Sch00] definiert ist, vollen Rang besitzt. Im Konferenzbeitrag [MAGS15] wird dieses Kriterium auf analytische Modelle verschiedener Maschinen angewandt. Aufgrund der Analogie der in Abschnitt 2.1 aufgeführten Gleichungen der TFM DYNAX zu denjenigen der PMSM lassen sich die Ergebnisse weitestgehend übertragen. Der Rotorwinkel  $\gamma$  kann demzufolge beobachtet werden, falls sich der Rotor mit  $\omega \neq 0$  bewegt. Dies wird von EMK basierten Winkelbestimmungsverfahren genutzt. Im Stillstand  $\omega = 0$  kann der Rotorwinkel nur beobachtet werden, falls unterschiedliche Längs- und Querinduktivitäten  $L_{qq} \neq L_{dd}$  und zudem auswertbare Stromgradienten vorliegen.

Neben dem Rotorwinkel und dessen Winkelgeschwindigkeit sind auch die drei Phasenströme mit zwei unabhängigen Zustandsgrößen beobachtbar. Die Bandbreitenbegrenzung der Stromsensorik kann umgangen werden, indem die Stromregelschleife über die beobachteten Ströme geschlossen wird. Aus den bekannten Zustandsgrößen des Systems können weitere Größen wie Lage und Amplitude der Gegenspannung berechnet werden. Diese Daten können vom Stromregler für eine optimierte Pulsmustererzeugung genutzt werden.

Neben der streckenspezifischen Komplexität der Berechnungen stellt die Parameterabhängigkeit einen Nachteil von Beobachterstrukturen dar. Um dieses Argument zu relativieren

werden Regelschleifen vorgesehen, die verschiedene Parameter zur Laufzeit adaptiv bestimmen.

Abb. 3.13 zeigt die Beobachterstruktur, wie sie zur sensorlosen Regelung der TFM angelegt wurde. Die zur Implementierung eingesetzte Steuerungstechnik bietet die Möglichkeit, die Berechnungen auf FPGA und CPU aufzuteilen. Entsprechend deren Stärken werden zeitkritische Algorithmen im FPGA und komplexere Algorithmen in der CPU berechnet.

Im FPGA implementiert sind Beobachter, prädiktiver Hystereseregler, adaptives Hystereseband, Gegenspannungsbestimmung und die Erzeugung der Stromsollkurven. Die innere Regelschleife der Stromregelung wird mit den beobachteten Strömen  $I_{i,obs}$  im FPGA geschlossen. Die dabei erzeugten Spannungspulse  $PWM_i$  werden parallel sowohl durch den realen Wechselrichter ausgegeben als auch im Beobachter verarbeitet.

Die äußere Stromregelschleife mit Möglichkeit zur Feldschwächung ist zusammen mit der Signalinjektion, der sensorlosen Winkelbestimmung, der Parameternachführung und der benötigten Signalverarbeitung in der CPU implementiert. Aus Abweichungen der gemessenen und beobachteten Stromgrundwellenkomponenten  $\bar{I}_{d,obs}$ ,  $\bar{I}_{q,obs}$ ,  $\bar{I}_{d,mea}$  und  $\bar{I}_{q,mea}$  lassen sich Rückschlüsse zur Übereinstimmung von Beobachter- und Streckenparametern ziehen. Bei aktiver Signalinjektion ist es möglich, das induktive Verhalten von Beobachter und Strecke über die höherfrequenten Trägersignale mit den Amplituden  $\tilde{I}_{d,obs}$ ,  $\tilde{I}_{q,obs}$ ,  $\tilde{I}_{d,mea}$  und  $\tilde{I}_{q,mea}$  zu vergleichen. Die Auswertung dieser Daten erlaubt die Regelung der beobachteten Polwechselfrequenz  $\tilde{f}$ , die im Rotormodell des Beobachters zum geschätzten Rotorwinkel  $\tilde{\gamma}$  integriert wird.

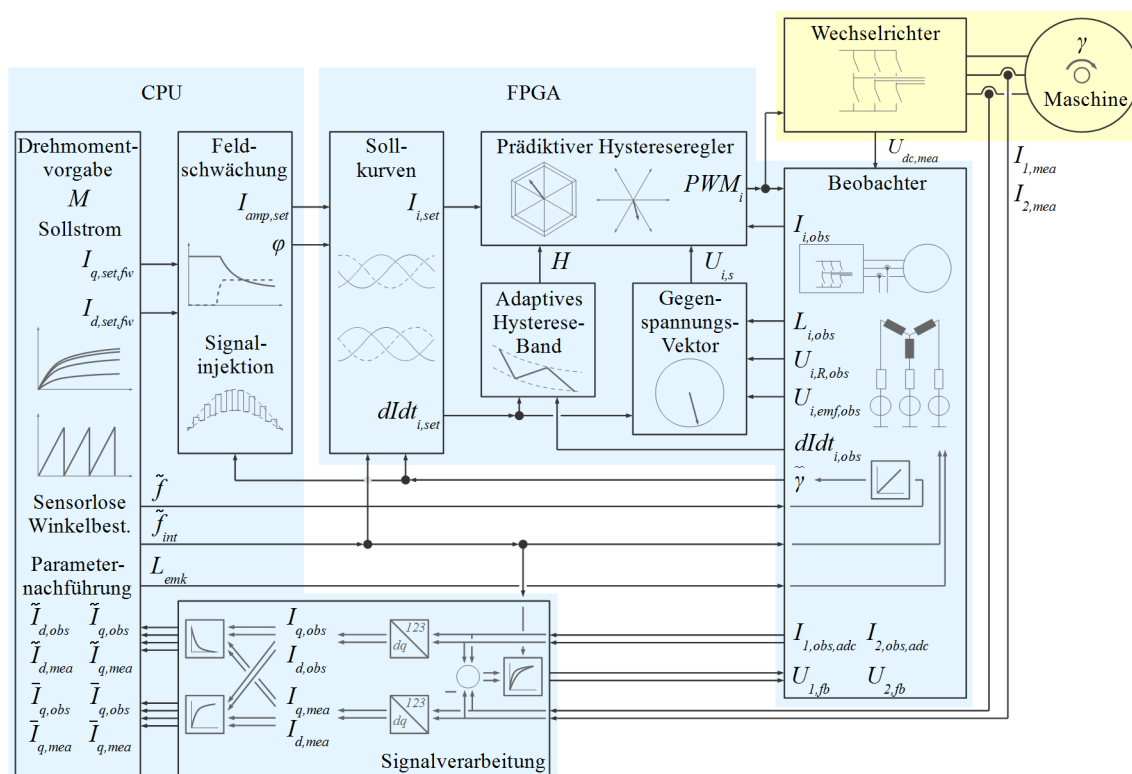


Abbildung 3.13: Beobachterstruktur der sensorlosen Regelung mit Hystereseregler

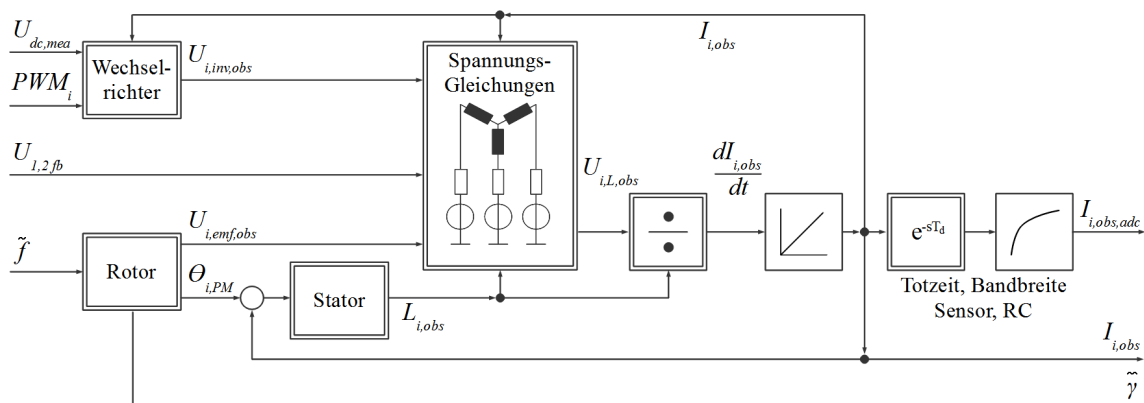
### 3.3 Beobachter

Der Beobachter in Abb. 3.14 stellt ein komplettes Modell der Regelstrecke mit Wechselrichter, Maschine und Strommessung dar. Das System wird im statorfesten UVW-System modelliert, um dem scheibenförmigen Aufbau der Maschine gerecht zu werden. Da der ausgewählte Stromregler ebenfalls im UVW-System arbeitet, wird im FPGA keine Koordinatentransformation benötigt.

Die Eingangsgrößen des Beobachters sind die gemessene Zwischenkreisspannung  $U_{dc,mea}$ , die Schaltsignale  $PWM_i$ , die Stellgrößen der Rückführschleifen  $U_{1,fb}$ ,  $U_{2,fb}$  und die geschätzte Polwechselfrequenz  $\tilde{f}$ . Interne Größen sind unter anderem die Wechselrichterausgangsspannungen  $U_{i,inv,obs}$ , die EMK  $U_{i,emf}$ , die Durchflutung in den Statorringen durch die Permanentmagnete  $\Theta_{i,PM}$  und die Induktivitäten  $L_{i,obs}$  mit den anliegenden Spannungen  $U_{i,L,obs}$ . Die Ausgangsgrößen sind die beobachteten Phasenströme mit und ohne Bandbreitenbegrenzung  $I_{i,obs,adc}$  und  $I_{i,obs}$  sowie der beobachtete Rotorwinkel  $\tilde{\gamma}$ .

Die Nutzung des FPGAs für den Modellalgorithmus bietet sich an, da auf diese Weise die Stromregelschleife nahezu verzögerungsfrei geschlossen werden kann. Erst dadurch ist es möglich, einen Hystereseregler an der gegebenen Strecke stabil zu betreiben. Laufzeit und Bandbreite der Strommessung führen bei direkter Regelung der gemessenen Ströme zu instabilen Ergebnissen.

Beim Entwurf von FPGA-Algorithmen sind für optimale Ergebnisse jedoch besondere Randbedingungen zu beachten. So ist darauf zu achten, auf ressourcenintensive Operationen wie Multiplikationen und Divisionen möglichst zu verzichten und generell die Signalbitbreiten minimal zu wählen. Bei Operationen, die für mehrere Größen berechnet werden, kann es günstig sein, Daten sequentiell zu verarbeiten. Bei Reihung mehrerer Operationen hintereinander sind insbesondere die Laufzeiten der Logikgatter zu berücksichtigen. Gegebenenfalls sind mehrere Taktzyklen für die Signalpfade vorzusehen.



**Abbildung 3.14:** Beobachter mit Modellen von Wechselrichter, Maschine und Strommessung

### 3.3.1 Wechselrichter

Kernelemente des Wechselrichters sind die Zwischenkreiskondensatoren und Leistungshalbleiter. Für das sicherheitskritische Abschalten im Fehlerfall wird eine breitbandige Spannungsmessung am Zwischenkreis benötigt. Deren Messwert  $U_{dc,mea}$  ist für die Regelung zugänglich. Somit besteht keine Notwendigkeit, die Dynamik des Zwischenkreises zu modellieren. Jedoch müssen die Schutzzeiten der Leistungshalbleiter bei einer Änderung der Schaltsignale  $PWM_i = \{0, 1\}$  berücksichtigt werden. Analog zur Beschreibung in Abschn. 2.3.1 hängt die Halbbrückenausgangsspannung  $U_{i,inv,obs}$  während der Schutzzeiten vom Vorzeichen des Phasenstroms  $I_{i,obs}$  ab. Der Einfluss der Stromkommutierung während der Schaltvorgänge wird mit der Stellgröße  $U_{com}$  einer Regelschleife nachgeführt. Die Vorwärtsspannungen der bipolaren Leistungshalbleiter werden vernachlässigt. Der ohm'sche Widerstand wird zusammen mit dem Wicklungswiderstand in den Spannungsgleichungen berücksichtigt.

$$U_{i,inv,obs} = \begin{cases} 0V & \text{außerhalb der Schutzzeit} & \text{für } PWM_i = 0 \\ U_{dc,mea} & & \text{für } PWM_i = 1 \\ 0V + U_{com} & \text{innerhalb der Schutzzeit} & \text{für } I_{i,obs} \geq 0A \\ U_{dc,mea} - U_{com} & & \text{für } I_{i,obs} < 0A \end{cases} \quad (3.12)$$

### 3.3.2 Rotor

Der geschätzte Rotorwinkel  $\tilde{\gamma}$  wird mit der Integration der geschätzten Polwechselfrequenz  $\tilde{f}$  berechnet.

$$\tilde{\gamma} = \int \tilde{f} dt \quad (3.13)$$

Eine gleichmäßige Bewegung der Rotormagnete bringt näherungsweise sinusförmige Flüsse in den Eisenkreis ein. Diese werden zu sinusförmigen Durchflutungsquellen  $\Theta_{i,PM}$  vereinfacht. Deren Amplitude  $\Theta_{PM,obs}$  wird in einer übergeordneten Regelschleife nachgeführt.

$$\Theta_{1,PM} = \Theta_{PM,obs} \cos(\tilde{\gamma}) \quad (3.14)$$

$$\Theta_{2,PM} = \Theta_{PM,obs} \cos(\tilde{\gamma} - 2\pi/3) \quad (3.15)$$

$$\Theta_{3,PM} = \Theta_{PM,obs} \cos(\tilde{\gamma} - 4\pi/3) \quad (3.16)$$

Die zeitliche Flussänderung induziert Spannungen  $U_{i,emf,obs}$  in die Windungen des Stators. Deren Amplitude ist durch die EMK-Konstante  $u_{emf,obs}$  und die Drehfrequenz des Rotors bestimmt. Zur Unterdrückung des Rauschens durch den p-Anteil in der Winkelregelschleife wird deren Integratorausgang  $\tilde{f}_{int}$  verwendet.

$$U_{1,emf,obs} = -u_{emf,obs} \tilde{f}_{int} \sin(\tilde{\gamma}) \quad (3.17)$$

$$U_{2,emf,obs} = -u_{emf,obs} \tilde{f}_{int} \sin(\tilde{\gamma} - 2\pi/3) \quad (3.18)$$

$$U_{3,emf,obs} = -u_{emf,obs} \tilde{f}_{int} \sin(\tilde{\gamma} - 4\pi/3) \quad (3.19)$$

### 3.3.3 Stator

Das Statormodell bildet das induktive Sättigungsverhalten der Maschine ab. Durch Hystereseverhalten, Wirbelströme und Bandbreitenbegrenzung unterscheidet sich das messbare Klein- vom Großsignalverhalten des Stators. Bei Verwendung des Injektionsverfahrens zur Winkelbestimmung ist das Kleinsignalverhalten, beim EMK basierten Verfahren das Großsignalverhalten relevant. Folglich wird im Statormodell zwischen zwei Betriebsmodi unterschieden.

Das Injektionsverfahren benötigt Informationen über die statorfesten Winkelabhängigkeiten der Maschine. Da für die Stranginduktivitäten kein analytischer Ausdruck vorliegt, soll ein einfaches neuronales Netzwerk angelegt werden. Das Verhalten des Stators wird von diesem in einem Lernprogramm adaptiert. Eines der einfachsten neuronalen Netze ist das „Generalized Regression Neuronal Network“ GRNN [Sch10]. Die Dreiecks-Aktivierungsfunktionen stellen lineare Interpolationen zwischen den Datenpunkten, die in einem GRNN physikalischen Stützpunkten entsprechen, dar. Die Stranginduktivitäten  $L_{1,obs}$ ,  $L_{2,obs}$ ,  $L_{3,obs}$  sind in drei zweidimensionalen Tabellen  $L_{1,tab}[e_1, n_2]$ ,  $L_{2,tab}[e_2, n_3]$  und  $L_{3,tab}[e_3, n_1]$  abgelegt. In Anlehnung an die Wechselwirkungen der Streuflüsse im Scheibenaufbau des Stators ist der erste Index der Durchflutung der jeweiligen Phase und der zweite Index der Durchflutung einer Nachbarphase zugeordnet. Eigene Durchflutungen sind mit 256 A (Nutzstrom), benachbarte Durchflutungen mit 512 A aufgelöst. Die Wahl der Tabellenauflösung ermöglicht die Implementierung der zur Indexberechnung benötigten Division als effiziente Shift-Operation.

$$e_1 = \text{floor}(\Theta_1/256 \text{ A}) \quad (3.20)$$

$$e_2 = \text{floor}(\Theta_2/256 \text{ A}) \quad (3.21)$$

$$e_3 = \text{floor}(\Theta_3/256 \text{ A}) \quad (3.22)$$

$$n_1 = \text{floor}(\Theta_1/512 \text{ A}) \quad (3.23)$$

$$n_2 = \text{floor}(\Theta_2/512 \text{ A}) \quad (3.24)$$

$$n_3 = \text{floor}(\Theta_3/512 \text{ A}) \quad (3.25)$$

Zur linearen Interpolation zwischen den Stützpunkten werden Gewichtungsfaktoren  $a_{e,i}$ ,  $a_{n,i}$  berechnet.

$$a_{e,i} = (\Theta_i/256 \text{ A}) - e_i \quad (3.26)$$

$$a_{n,i} = (\Theta_i/512 \text{ A}) - n_i \quad (3.27)$$

Zusammen mit den Indizes und Gewichtungsfaktoren lassen sich aus den hinterlegten Tabellen die gesuchten Werte berechnen.

$$\begin{aligned} L_{1,obs} &= f(\Theta_1, \Theta_2) && \text{im Injektionsverfahren} \\ &= (1 - a_{e,1}) (1 - a_{n,2}) L_{1,tab}[e_1, n_2] \\ &+ (1 - a_{e,1}) a_{n,2} L_{1,tab}[e_1, n_2 + 1] \\ &+ a_{e,1} (1 - a_{n,2}) L_{1,tab}[e_1 + 1, n_2] \\ &+ a_{e,1} a_{n,2} L_{1,tab}[e_1 + 1, n_2 + 1] \end{aligned} \quad (3.28)$$



$$\begin{aligned}
L_{2,obs} &= f(\Theta_2, \Theta_3) && \text{im Injektionsverfahren} \\
&= (1 - a_{e,2}) (1 - a_{n,3}) L_{2,tab}[e_2, n_3] \\
&+ (1 - a_{e,2}) a_{n,3} L_{2,tab}[e_2, n_3 + 1] \\
&+ a_{e,2} (1 - a_{n,3}) L_{2,tab}[e_2 + 1, n_3] \\
&+ a_{e,2} a_{n,3} L_{2,tab}[e_2 + 1, n_3 + 1]
\end{aligned} \tag{3.29}$$

$$\begin{aligned}
L_{3,obs} &= f(\Theta_3, \Theta_1) && \text{im Injektionsverfahren} \\
&= (1 - a_{e,3}) (1 - a_{n,1}) L_{3,tab}[e_3, n_1] \\
&+ (1 - a_{e,3}) a_{n,1} L_{3,tab}[e_3, n_1 + 1] \\
&+ a_{e,3} (1 - a_{n,1}) L_{3,tab}[e_3 + 1, n_1] \\
&+ a_{e,3} a_{n,1} L_{3,tab}[e_3 + 1, n_1 + 1]
\end{aligned} \tag{3.30}$$

Im mittleren und oberen Drehzahlbereich wird das Grundwellenverhalten zur Winkelbestimmung ausgewertet. Das EMK-basierte Verfahren ist deutlich robuster gegenüber variierenden Stranginduktivitäten, da lediglich das Grundwellenverhalten ausgewertet wird. Ein gemeinsamer Induktivitätsparameter  $L_{emf}$  ist ausreichend. Die Annahme symmetrischer Induktivitäten wirkt sich im mittleren und oberen Drehzahlbereich stabilisierend auf die Regelschleifen aus.

$$L_{1,obs} = L_{2,obs} = L_{3,obs} = L_{emf} \quad \text{im EMK-Verfahren} \tag{3.31}$$

Der Parameter  $L_{emf}$  wird bei hohen Drehmomenten im Betrieb von einer überlagerten Regelschleife identifiziert (siehe Abschnitt 3.8.3). Bei kleinen und mittleren Drehmomenten wird ein grober Schätzwert für  $L_{emf}$  aus den Tabellen der Kleinsignalinduktivitäten von Phase 1 gemittelt.

$$L_{emf} = (1 - a_{e,1}) L_{1,tab}[e_1, 0] + a_{e,1} L_{1,tab}[e_1 + 1, 0] \quad \text{ohne Parameterident.} \tag{3.32}$$

### 3.3.4 Spannungsgleichungen

Für die Zustandsgrößen  $I_{1,obs}$ ,  $I_{2,obs}$  werden Integratoren implementiert. Der dritte Phasenstrom  $I_{3,obs}$  kann aus der Stromsumme berechnet werden.

$$I_{3,obs} = -I_{1,obs} - I_{2,obs} \tag{3.33}$$

Die Ableitungen der Zustandsgrößen  $dI_{1,obs}/dt$ ,  $dI_{2,obs}/dt$  resultieren aus den ohm'sch/induktiven Netzwerkgleichungen des Lastkreises. Die Berechnung erfolgt über die Außenleiterspannungen  $U_{21}$ ,  $U_{31}$  und die ohm'schen Spannungsabfälle  $U_{2,R}$ ,  $U_{3,R}$ . Die Spannungen  $U_{1,fb}$ ,  $U_{2,fb}$  stellen Stellgrößen von Rückführschleifen dar, die über die CPU

geschlossen werden und eine Drift der Integratoren durch Quantisierungsfehler unterbinden.

$$U_{21} = (U_{2,inv} + U_{2,fb}) - U_{2,R} - U_{2,emf} - ((U_{1,inv} + U_{1,fb}) - U_{1,R} - U_{1,emf}) \quad (3.34)$$

$$U_{31} = (U_{3,inv} - U_{3,R} - U_{3,emf}) - ((U_{1,inv} + U_{1,fb}) - U_{1,R} - U_{1,emf}) \quad (3.35)$$

$$U_{1,R} = R I_{1,obs} \quad (3.36)$$

$$U_{2,R} = R I_{2,obs} \quad (3.37)$$

$$U_{3,R} = R I_{3,obs} \quad (3.38)$$

Die Lösung des induktiven Spannungsteilers ergibt die Spannungen  $U_{1,L,obs}$ ,  $U_{2,L,obs}$ ,  $U_{3,L,obs}$  an den Induktivitäten  $L_{1,obs}$ ,  $L_{2,obs}$ ,  $L_{3,obs}$ .

$$U_{1,L,obs} = - \frac{U_{21}/L_{2,obs} + U_{31}/L_{3,obs}}{1/L_{1,obs} + 1/L_{2,obs} + 1/L_{3,obs}} \quad (3.39)$$

$$U_{2,L,obs} = U_{21} + U_{1,L,obs} \quad (3.40)$$

$$U_{3,L,obs} = U_{31} + U_{1,L,obs} \quad (3.41)$$

Durch Division, deren Implementierung im FPGA sehr ressourcenintensiv ist, erhält man die gesuchten Zeitableitungen.

$$dI_{1,obs}/dt = \frac{U_{1,L,obs}}{L_{1,obs}} \quad (3.42)$$

$$dI_{2,obs}/dt = \frac{U_{2,L,obs}}{L_{2,obs}} \quad (3.43)$$

Mit Integration sind die Zustandsgrößen des Systems in Form der Ströme  $I_{1,obs}$ ,  $I_{2,obs}$  bestimmt. Diese werden nahezu verzögerungsfrei an den Hystereseregler übergeben.

### 3.3.5 Strommessung

Die begrenzte Bandbreite von 20kHz und Verzögerung von  $7\mu s$  der Stromsensorik sowie der 20kHz-RC-Filter vor dem Analog-Digital-Wandler verfälschen die gemessenen Stromsignale  $I_{1,mea}$ ,  $I_{2,mea}$ . Das Übertragungsverhalten stellt beim direkten Vergleich der gemessenen und beobachteten Stromdaten eine Störgröße dar, die kompensiert werden muss. Dies erfolgt im Beobachter mit je zwei PT1-Gliedern und einem Verzögerungselement für jede Strommessstelle (siehe Abb. 3.14). Die Ausgangssignale  $I_{obs,adc,1}$ ,  $I_{obs,adc,2}$  des Sensormodells werden an die CPU zur Auswertung übergeben.

## 3.4 Stromregelung mit prädiktivem Hystereseregler

Hystereseregler zur Stromregelung sind in der elektrischen Antriebstechnik nur wenig verbreitet. Hierfür sind oftmals Bedenken bezüglich der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) und der Geräuschentwicklung in der Maschine durch das variable Spektrum der Schaltfrequenz verantwortlich. Prinzipiell umfasst das Rauschspektrum eines Hysteresereglers beliebige Frequenzanteile, die auch im hörbaren oder bezüglich der EMV ungünstigen Bereichen liegen können. Eine Unterdrückung dieser Frequenzanteile ist nur mit Zusatzaufwand möglich. Akustisch kann das Rauschen jedoch angenehmer wahrgenommen werden als das Spektrum von zeitsynchronen Verfahren bestehend aus einigen festen Frequenzen. Zudem lässt sich mit der gegebenen Leistungselektronik und zeitsynchroner Modulation nicht der komplette Drehzahlbereich der TFM darstellen. Die maximale Polwechselfrequenz liegt bei diesen Verfahren in etwa bei einem Fünftel der Schaltfrequenz. Die Schaltfrequenz von IGBT-Leistungsschaltern ist jedoch technologisch auf etwa 15-20 kHz begrenzt. Die benötigten Polwechselfrequenzen bis 6,6 kHz werden somit nicht erreicht. Hier bieten sich als Ergänzung für den oberen Drehzahlbereich winkelbasierte Modulationsverfahren an. Deren Schaltfrequenzen variieren mit der Polwechselfrequenz und verfügen wiederum über kein konstantes Spektrum.

Vorteile von Hystereseverfahren sind bei Regeldynamik, Implementierung und Parametrierung der Regelung zu sehen. Die Parametrierung des Reglers beschränkt sich meist auf die Hysteresebreite. Deren Bestimmung kann je nach Anwendung mit geringem Aufwand erfolgen.

Mit der hohen Regeldynamik gehen hohe Anforderungen an die Sensorik der Regelstrecke einher. Eine zu geringe Bandbreite der Stromsensorik im Vergleich zu den Verhältnissen in der Maschine kann zu instabilen Zuständen führen. Gegenmaßnahmen können eine Vergrößerung des Hysteresebereichs oder eine leistungsfähigere Sensorik sein, welche aus Kostengründen im Anwendungsgebiet der gegebenen TFM vermieden werden soll.

Der Beobachter, wie er zur Kompensation der statorfesten Anisotropien entworfen wurde, stellt unter anderem nahezu verzögerungsfrei Strom- und Spannungsdaten der Maschine zur Verfügung. Es bietet sich daher an, diese Daten im Stromregler zu nutzen. Die Implementierung eines prädiktiven Hysterese-Stromreglers, wie er von Schröder in [Sch09] beschrieben wird, kann mit geringem Zusatzaufwand erfolgen und verspricht gleichzeitig die Erfüllung hoher Dynamikanforderungen verschiedenster Anwendungen. Im Zuge dessen drängen sich Fragestellungen zum Zusammenspiel von Hysterese-Stromregler und sensorloser Regelung auf. Dem Autor sind neben den Veröffentlichungen im Rahmen des Projekts keine Publikationen bekannt, die diese Kombination zur Diskussion stellen.

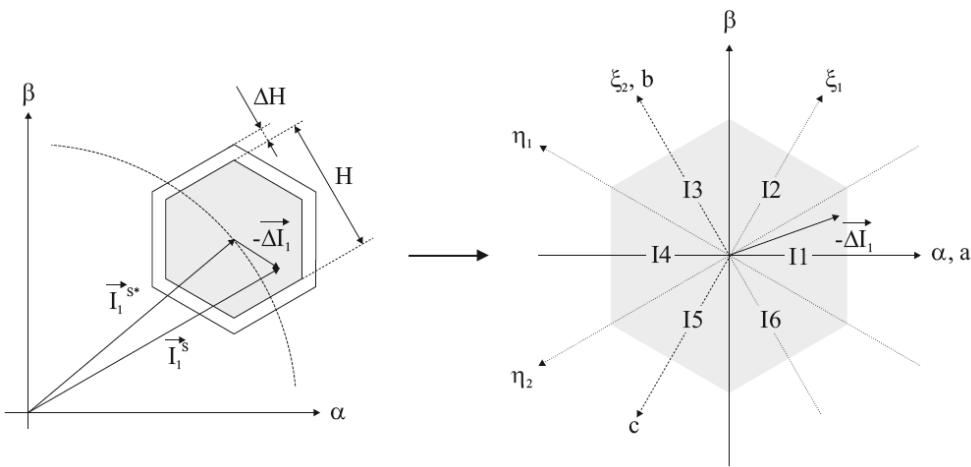
### 3.4.1 Funktionsprinzip

Der Vollständigkeit halber soll das Funktionsprinzip des prädiktiven Hysteresereglers vorgestellt werden. Nähere Informationen hierzu und zu nichtlinearen Regelungen im Allgemeinen sind in der Literatur [Sch09] und [Sch07] zu finden. Die Grundidee geht darauf zurück, dass die Phasenströme mit einer minimalen Anzahl an Schaltvorgängen geregelt werden sollen. Beim Verlassen eines Toleranzbereichs werden Schaltereignisse ausgelöst. Dabei wird derjenige Spannungsvektor ausgewählt, der die Stromtrajektorie zurück in den

Hysteresebereich führt und gleichzeitig den kleinsten Stromgradienten aufweist. Hieraus folgt eine minimale Anzahl an Schaltvorgängen zur Einhaltung des vorgegebenen Toleranzbereichs.

Die Auswahl des Spannungsvektors basiert auf der Lage der Gegenspannung und dem Winkel des Stromfehlervektors im statorfesten Koordinatensystem. In der linken Bildhälfte von Abb. 3.15 ist die kreisförmige Trajektorie des Sollstromvektors  $\vec{I}_1^{S*}$  zu sehen. Entsprechend den positiven und negativen Hystereseschwellen der drei Phasenströme entstehen um den aktuellen Sollwert zwei konzentrische, sich auf der Kreisbahn mitbewegende, gleichseitige Toleranzsechsecke mit Breite  $H$  und  $H + \Delta H$ . Der Iststromvektor wird mit  $\vec{I}_1^S$  bezeichnet. Der Differenz von Ist- zu Sollwert entspricht der Fehlervektor  $-\Delta\vec{I}_1$ .

$$-\Delta\vec{I}_1 = \vec{I}_1^S - \vec{I}_1^{S*} \quad (3.44)$$



**Abbildung 3.15:** Links: Hexagonaler Toleranzbereich im  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem, Rechts: Winkelsektoren  $I1, \dots, I6$  des Fehlervektors  $-\Delta\vec{I}_1$  mit Hilfsachsen  $a, b, c, \eta_1, \eta_2, \xi_1$  und  $\xi_2$  [Sch09]

Bewegt sich der Fehlervektor  $-\Delta\vec{I}_1$  im inneren Sechseck wird von stationärem Betrieb gesprochen. Ein Schaltereignis wird ausgelöst, wenn dessen Rand erreicht wird. Die Auswahl des Spannungsvektors erfolgt anhand der stationären Schalttabelle 3.1, in der die Winkelsektoren der Stromabweichung

$$\angle -\Delta\vec{I}_1 \in \{I1, \dots, I6\} \quad (3.45)$$

und der (Grundwellen-)Gegenspannung

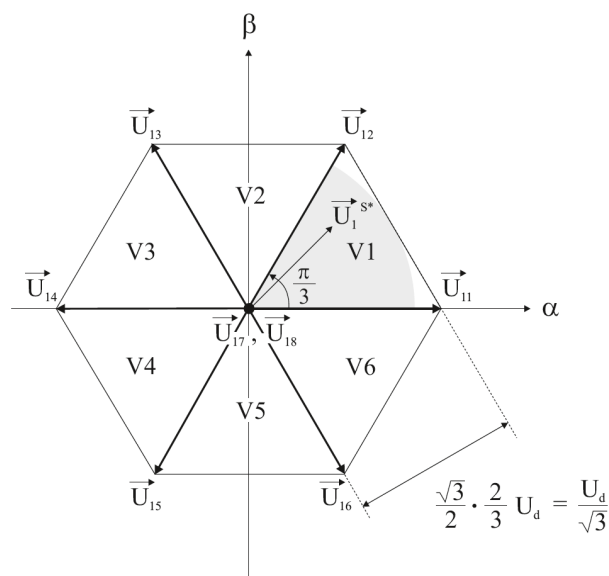
$$\angle \vec{U}_1^{S*} \in \{V1, \dots, V6\} \quad (3.46)$$

berücksichtigt werden. Wird beispielsweise die Hystereseschwelle im Sektor  $I4$  erreicht, werden Spannungsvektoren mit negativer  $\alpha$ -Komponente ausgeschlossen (siehe Abb. 3.16). Es bleibt die Auswahl zwischen  $\vec{U}_{11}, \vec{U}_{12}, \vec{U}_{16}$  und den Nullvektoren  $\vec{U}_{17}/\vec{U}_{18}$ . Es soll derjenige Vektor geschaltet werden, aus dem zusammen mit der Gegenspannung

**Tabelle 3.1:** Schalttabelle für stationären Betrieb [Sch09]

Sektor	$I1$	$I2$	$I3$	$I4$	$I5$	$I6$
V1	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{11}$	$\vec{U}_{11}$	$\vec{U}_{12}$	$\vec{U}_{12}$
V2	$\vec{U}_{13}$	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{12}$	$\vec{U}_{12}$	$\vec{U}_{13}$
V3	$\vec{U}_{14}$	$\vec{U}_{14}$	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{13}$	$\vec{U}_{13}$
V4	$\vec{U}_{14}$	$\vec{U}_{15}$	$\vec{U}_{15}$	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{14}$
V5	$\vec{U}_{15}$	$\vec{U}_{15}$	$\vec{U}_{16}$	$\vec{U}_{16}$	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{18}$
V6	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{16}$	$\vec{U}_{16}$	$\vec{U}_{11}$	$\vec{U}_{11}$	$\vec{U}_{18}$

die kleinste  $\alpha$ -Komponente resultiert. Liegt der Vektor der Gegenspannung z.B. in den Sektoren V3 oder V4, resultiert aus diesem bereits eine  $\alpha$ -Komponente und die Wahl fällt auf die Nullvektoren  $\vec{U}_{17}/\vec{U}_{18}$ . Hingegen liegt im Sektor V2 entweder keine oder eine sehr kleine  $\alpha$ -Komponente vor. Ein Nullvektor könnte den Stromvektor somit nicht zuverlässig zurückführen. Die Auswahl wird auf  $\vec{U}_{11}$ ,  $\vec{U}_{12}$  und  $\vec{U}_{16}$  reduziert. Um der positiven  $\beta$ -Komponente in V2 entgegenzuhalten wird  $\vec{U}_{12}$  gewählt. Alle weiteren Kombinationen der Winkelsektoren werden analog behandelt.

**Abbildung 3.16:** Gegenspannungsvektor  $\vec{U}_1^{S^*}$  im  $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem mit Winkelsektoren V1, ..., V6 und Zwischenkreisspannung  $U_d$  [Sch09]

Bei zu schneller Änderung des Sollvektors  $\vec{I}_1^{S^*}$  oder zu hohen Gegenspannungen kann der Fehlervektor  $\vec{\Delta I}_1$  nicht im inneren Sechseck gehalten werden. Bei Erreichen des äußeren Sechsecks soll nun derjenige Vektor geschaltet werden, der den Strom möglichst schnell wieder zurückführt. Die Auswahl des Spannungsvektors erfolgt anhand der dynamischen Schalttabelle 3.2. Die Gegenspannung wird nun nicht mehr berücksichtigt. Eine Zuordnung der Spannungsvektoren zu den Schaltstellungen der Halbbrücken findet sich in Tabelle 3.3.

**Tabelle 3.2:** Schalttabelle für dynamischen Betrieb [Sch09]

Sektor	$I1$	$I2$	$I3$	$I4$	$I5$	$I6$
V1...V6	$\vec{U}_{14}$	$\vec{U}_{15}$	$\vec{U}_{16}$	$\vec{U}_{11}$	$\vec{U}_{12}$	$\vec{U}_{13}$

**Tabelle 3.3:** Spannungsvektoren mit Schaltstellung der B6-Halbbrücken

	Phase 1	Phase 2	Phase 3
$\vec{U}_{11}$	<i>low</i>	<i>low</i>	<i>high</i>
$\vec{U}_{12}$	<i>high</i>	<i>low</i>	<i>high</i>
$\vec{U}_{13}$	<i>high</i>	<i>low</i>	<i>low</i>
$\vec{U}_{14}$	<i>high</i>	<i>high</i>	<i>low</i>
$\vec{U}_{15}$	<i>low</i>	<i>high</i>	<i>low</i>
$\vec{U}_{16}$	<i>low</i>	<i>high</i>	<i>high</i>
$\vec{U}_{17}$	<i>high</i>	<i>high</i>	<i>high</i>
$\vec{U}_{18}$	<i>low</i>	<i>low</i>	<i>low</i>

### 3.4.2 Bestimmung der Winkelsektoren

Die Information der Winkelsektoren von Stromfehler und Gegenspannung wird für die korrekte Auswahl der Spannungsvektoren benötigt. Nach Gl. 3.44 lassen sich die Stromfehler  $-dI_1$ ,  $-dI_2$ ,  $-dI_3$  im UVW-System aus der Differenz von Sollwertvektor  $\vec{I}_1^{S*}$  mit den Komponenten  $I_{1,set}$ ,  $I_{2,set}$ ,  $I_{3,set}$  und dem Istwertvektor  $\vec{I}_1^S$  mit den Komponenten  $I_{1,obs}$ ,  $I_{2,obs}$ ,  $I_{3,obs}$  berechnen.

$$-dI_1 = I_{1,obs} - I_{1,set} \quad (3.47)$$

$$-dI_2 = I_{2,obs} - I_{2,set} \quad (3.48)$$

$$-dI_3 = I_{3,obs} - I_{3,set} \quad (3.49)$$

Die Bestimmung vom Gegenspannungsvektor  $\vec{U}_1^{S*}$  mit den Komponenten  $U_{1,s}$ ,  $U_{2,s}$ ,  $U_{3,s}$  gestaltet sich zwar aufwändiger, kann jedoch mit den vorliegenden Beobachterdaten präzise erfolgen. Die induzierten EMK-Spannungen sind mit den Gleichungen 3.17-3.19, die Spannungen über den Wicklungswiderständen mit den Gleichungen 3.36-3.38, bekannt. Zusätzlich wird der induktive Spannungsfall durch die Grundwelle der Phasenströme benötigt. Hierfür wird angenommen, dass die Grundwelle der Istströme derer der Sollströme entspricht. Dies trifft zumindest im Grunddrehzahlbereich, in dem der Winkel der Gegenspannung zur Spannungsvektorauswahl verwendet wird, zu. Somit lassen sich die induktiven Grundwellenspannungen aus den zeitlichen Ableitungen der Sollwertkurven

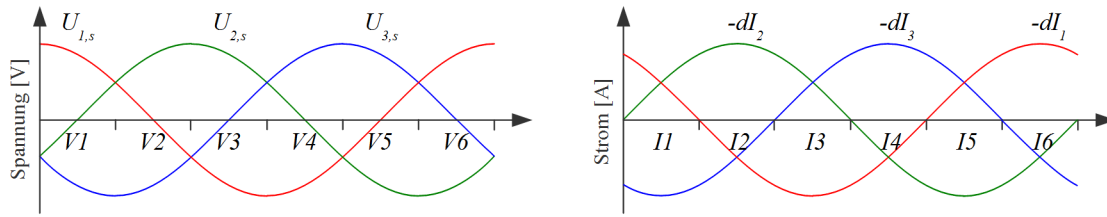


Abbildung 3.17: Spannungs- und Stromsektoren mit Verläufen im UVW-System

$dI_{1,set}/dt$ ,  $dI_{2,set}/dt$ ,  $dI_{3,set}/dt$  und den Induktivitäten gewinnen. Die Addition von induktiven, ohm'schen und induzierten Spannungen ergibt die Strangspannungen  $U_{1,s}$ ,  $U_{2,s}$ ,  $U_{3,s}$ :

$$U_{1,s} = dI_{1,set}/dt L_{1,obs} + U_{1,R} + U_{1,emf} \quad (3.50)$$

$$U_{2,s} = dI_{2,set}/dt L_{2,obs} + U_{2,R} + U_{2,emf} \quad (3.51)$$

$$U_{3,s} = dI_{3,set}/dt L_{3,obs} + U_{3,R} + U_{3,emf} \quad (3.52)$$

Die Winkelsektorbestimmung lässt sich effizient implementieren. Die Komponenten  $U_{1,s}$ ,  $U_{2,s}$ ,  $U_{3,s}$  von  $\vec{U}_1^{S*}$  sowie  $-dI_1$ ,  $-dI_2$ ,  $-dI_3$  von  $-\Delta\vec{I}_1$  werden jeweils mit Komparatoren verglichen. Eine Logikschaltung bestimmt anschließend die Sektoren  $V1..V6$  bzw.  $I1..I6$ . Abb. 3.17 zeigt die Zeitverläufe der Signale in Zuordnung zu ihren Winkelsektoren.

$$\angle \vec{U}_1^{S*} = \begin{cases} V1 & \text{für } U_{1,s} > U_{2,s} \geq U_{3,s} \\ V2 & U_{2,s} \geq U_{1,s} > U_{3,s} \\ V3 & U_{2,s} > U_{3,s} \geq U_{1,s} \\ V4 & U_{3,s} \geq U_{2,s} > U_{1,s} \\ V5 & U_{3,s} > U_{1,s} \geq U_{2,s} \\ V6 & U_{1,s} \geq U_{3,s} > U_{2,s} \end{cases} \quad (3.53)$$

$$\angle -\Delta\vec{I}_1 = \begin{cases} I1 & \text{für } -dI_1 \geq 0 \wedge -dI_2 > 0 \wedge -dI_3 < 0 \\ I2 & -dI_1 < 0 \wedge -dI_2 > 0 \wedge -dI_3 \leq 0 \\ I3 & -dI_1 < 0 \wedge -dI_2 \geq 0 \wedge -dI_3 > 0 \\ I4 & -dI_1 \leq 0 \wedge -dI_2 < 0 \wedge -dI_3 > 0 \\ I5 & -dI_1 > 0 \wedge -dI_2 < 0 \wedge -dI_3 \geq 0 \\ I6 & -dI_1 > 0 \wedge -dI_2 \leq 0 \wedge -dI_3 < 0 \end{cases} \quad (3.54)$$

### 3.4.3 Adaptives Hystereseband

Die mittlere Schaltfrequenz  $F$  der Leistungsschalter kann durch die Breite  $H$  des Hysteresebereichs beeinflusst werden. Um die hörbare Geräusentwicklung in der Maschine zu reduzieren, ist es wünschenswert, eine mittlere Schaltfrequenz  $F > 8 \text{ kHz}$  zu erreichen. Wie aus der Literatur [ZF13] bekannt ist, nimmt die Empfindlichkeit des Gehörs oberhalb dieser Frequenz stark ab. Die obere Grenze für  $F$  ist technologisch durch die Verlustleistung in den Leistungsschaltern definiert. Bei IGBT-Wechselrichtern sind Schaltfrequenzen von etwa 12 – 16 kHz üblich.

Je nach Arbeitspunkt kann die mittlere Schaltfrequenz von Hystereseregler stark variieren. Anwendungsspezifisch werden verschiedene Techniken zu deren Stabilisierung eingesetzt. So ist es möglich mit überlagerten Regelschleifen oder einer Offline-Berechnung von  $H$  basierend auf Streckenparametern [Bos90] passende Hysteresebreiten zu finden. Zudem existieren Verfahren, bei denen Schaltereignisse durch zeitsynchrone Modulation der Sollwertkurven ausgelöst werden [RR09]. In Kombination mit dem Beobachter zu sensorlosen Winkelbestimmung bietet sich ein anderer Ansatz an.

Die Hysteresebreite  $H$  ist variabel und wird direkt aus den Differenzen der Sollstromableitungen  $dI_{i,set}/dt$  und den Iststromableitungen  $dI_{i,obs}/dt$  der beobachteten Phasenströme berechnet. Die gemittelten Differenzen sind in etwa proportional zur Geschwindigkeit mit der sich die Stromfehlertrajektorie bewegt. Zur dynamischen Entkopplung dieser Rückführung wird ein Mittelwertfilter mit der Länge  $n_{filt} = 1024$  Abtastwerte über 0,512 ms implementiert. Die Einstellung der Schaltfrequenz erfolgt über den Parameter  $h$ .

$$H(z) = \frac{h}{3 n_{filt}} \sum_{n=0}^{n_{filt}} \sum_{i=1}^3 abs(dI_{i,set}/dt(z^{-n}) - dI_{i,obs}/dt(z^{-n})) \quad (3.55)$$

Zur Auslegung der Breite des äußeren Hysteresesechsecks wird in [Sch09] ein relativ kleiner Wert für  $\Delta H$  empfohlen. Bei zu kleinen Werten besteht jedoch die Gefahr, dass der Bereich während der Schutzzeit von der Stromfehlertrajektorie komplett durchquert und dadurch ein unnötiger dynamischer Spannungsvektor ausgelöst wird. Dies erhöht die Schaltfrequenz. Daher wird an dieser Stelle

$$\Delta H(z) = H(z)/2 \quad (3.56)$$

gewählt. Dieser Faktor hat sich empirisch als guter Kompromiss von Störfestigkeit und Regelgenauigkeit erwiesen.

### 3.4.4 Erweiterungen der Schaltlogik zur Grundfrequenztaktung

Die Auslegung der untersuchten TFM erfordert über einen weiten Drehzahlbereich den Betrieb in Feldschwächung. Um bei gegebener Zwischenkreisspannung die maximale Wellenleistung zu erreichen, wird der Wechselrichter ausschließlich in Grundfrequenztaktung (Blocktakt) angesteuert. Dies ist bei übersteuerter Vorgabe der Sollströme mit dem prädiktiven Hystereseregler prinzipiell möglich. In diesem Betriebsbereich bewegt sich der Fehlervektor  $-\Delta\vec{I}_1$  auf einer Kreisbahn um die Toleranzsechsecke herum. Somit muss das Auslösen von Schaltvorgängen unabhängig von den Hystereseschwellen erfolgen. Aktiviert wird dieser Betriebszustand bei Erreichen des äußeren Hysteresesechsecks. Das Rücksetzen in den stationären Betrieb erfolgt erst, nachdem die Trajektorie den inneren Bereich passiert hat und eine der inneren Hystereseschwellen auslöst. Abb. 3.18 zeigt die beiden Betriebsmodi mit Übergangsbedingungen.

Der Winkelsektor des Fehlervektors  $\angle -\Delta\vec{I}_1$  gibt bei Grundfrequenztaktung den Ausgangsspannungsvektor vor. Dieser wird entsprechend der dynamischen Schalttabelle 3.2 ausgegeben. Eine Änderung des Winkelsektors hat unverzüglich eine Änderung der ausgegebenen Spannung zur Folge. Hier fällt die Vernachlässigung der Halbleiterschutzzeiten im



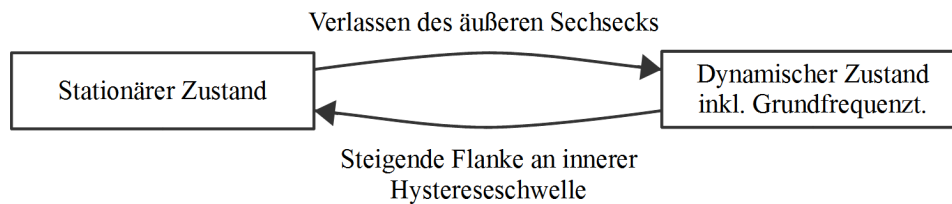


Abbildung 3.18: Zustände zur Regelung im stationären und Übermodulations-Bereich

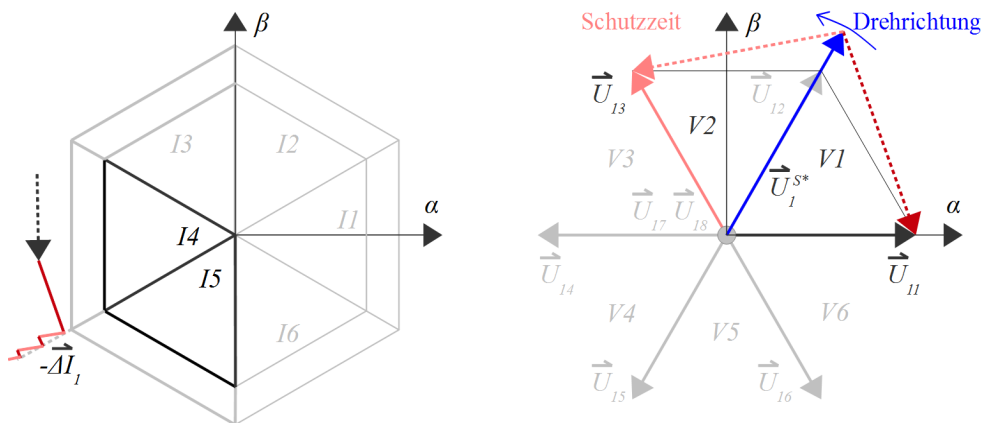
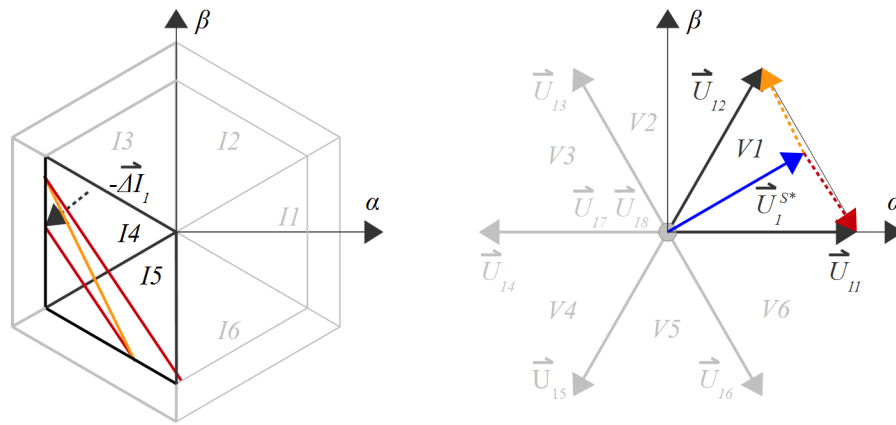


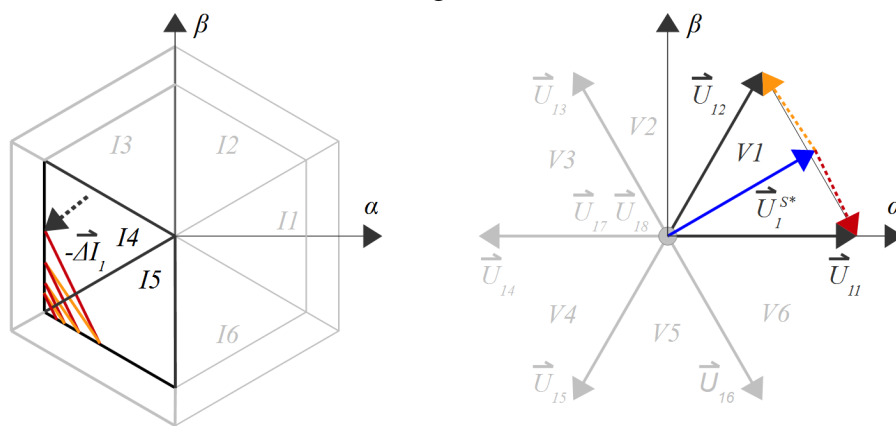
Abbildung 3.19: Stromfehlertrajektorie mit Spannungsvektoren beim Sektorwechsel in Grundfrequenztaktung mit Schutzzeit, instabiler Arbeitspunkt

Konzept des prädiktiven Hysteresereglers negativ auf. Wie bereits in Abschnitt 3.3.1 beschrieben wurde, wird der Spannungsvektor während der Schutzzeiten maßgeblich durch die Vorzeichen der Phasenströme vorgegeben. Dies kann instabile Zustände herbei führen. Ein Beispiel dafür ist in Abb. 3.19 skizziert. Bewegt sich der Fehlervektor im Sektor  $I4$  auf einer Bahn gegen den Uhrzeigersinn um die Toleranzflächen, ist der Spannungsvektor  $\vec{U}_{11}$  aktiv. Beim Sektorwechsel zu  $I5$  wird vom Wechselrichter die Schutzzeit ausgelöst. Während dieser wird von den Freilaufdioden der Vektor  $\vec{U}_{13}$  gestellt, was die Fehler-Trajektorie zurück in  $I4$  führt. Anstatt des nächsten sinnvollen Spannungsvektors  $\vec{U}_{12}$ , entsprechend dem Winkelsektor  $I5$ , wird nun wieder  $\vec{U}_{11}$  geschaltet. Unverzüglich wird die Grenze zu  $I5$  erneut überschritten und der Zyklus wiederholt sich. Die unerwünschten Schaltvorgänge reduzieren die ausgegebene Spannungs-Zeit-Fläche und können die Halbleiter durch enorm hohe Schaltfrequenzen schädigen.

Zudem ist der Übergang zwischen Hysterese- und Grundfrequenztaktung problematisch. Hier können ebenfalls instabile Zustände mit sehr hohen Schaltfrequenzen auftreten. Abb. 3.20 zeigt die Stromfehlertrajektorie bei Erreichen der inneren Hystereseschwelle in Sektor  $I4$ . Kurz vor dem Übergang in Grundfrequenztaktung liegt der Vektor der Gegenspannung  $\vec{U}_1^{S*}$  nur gerade eben innerhalb des von den Spannungsvektoren  $\vec{U}_{11}$  und  $\vec{U}_{12}$  aufgespannten Bereichs. In der quasistationären Betrachtung soll der Gegenspannungsvektor konstant sein. Entsprechend der Schalttafel für den stationären Betrieb folgen die Spannungsvektoren  $\vec{U}_{11}$ ,  $\vec{U}_{12}$  und wieder  $\vec{U}_{11}$ . Der Fehlervektor wird dabei nur langsam ins Innere des Toleranzsechsecks zurückgeführt. Die dabei entstehende stationäre Abweichung



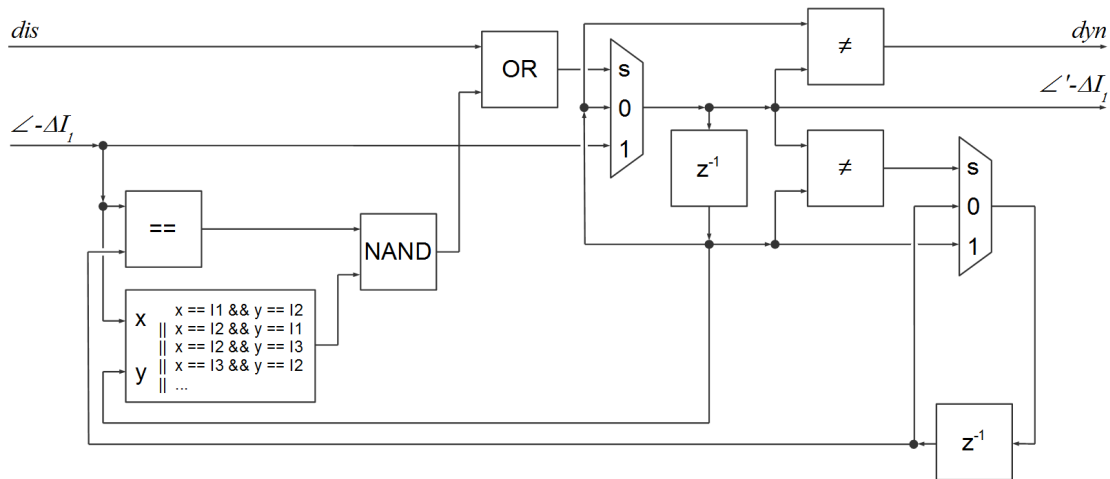
**Abbildung 3.20:** Stabile Stromfehlertrajektorie vor dem Überschreiten der Aussteuer- grenze (vereinfachte Darstellung ohne Schutzzeit)



**Abbildung 3.21:** Instabile Stromfehlertrajektorie nach dem Überschreiten der Aussteuer- grenze (vereinfachte Darstellung ohne Schutzzeit)

muss von einer übergeordneten Regelschleife kompensiert werden. Problematisch ist der Arbeitspunkt in Abb. 3.21. Hier ist die Polwechselfrequenz und somit der Betrag von  $\vec{U}_1^{S^*}$  geringfügig höher. Die Stromtrajektorie wechselt weiterhin zwischen den Sektoren I4 und I5. Jedoch entfernt sie sich langsam vom Zentrum des Sechsecks. Dies führt dazu, dass die zurückgelegte Weglänge der Trajektorie zwischen den Schaltvorgängen immer kleiner und damit die Schaltfrequenz immer höher wird.

Instabile Zustände treten stets beim Übergang zwischen zwei Winkelsektoren des Fehlervektors auf. Der verfolgte Lösungsansatz zur Vermeidung dieser Zustände sieht vor, neue Werte für den Winkelsektor  $\angle -\Delta \vec{I}_1$  auszublenden, falls diese dem Sektor vor dem letzten Schaltvorgang entsprechen und es sich dabei um benachbarte Sektoren handelt. Abb. 3.22 zeigt das hierfür implementierte Schaltwerk. Die Auswahl der Spannungsvektoren erfolgt anhand des evaluierten Winkelsektors  $\angle' -\Delta \vec{I}_1$ . Die Schaltung ist unabhängig vom Betriebsbereich aktiv und erfüllt im stationären Bereich eine weitere Aufgabe. Die Zustandsfolgen aus Abb. 3.20 sollen vermieden werden, um gleichmäßigere Schaltzykluszeiten und Regelabweichungen zu generieren. So wird mit dem Signal  $d_{dyn}$ , das gesetzt wird, sobald ein Winkelsektor ausgeblendet wird, auch im stationären Modus ein Spannungsvektor aus



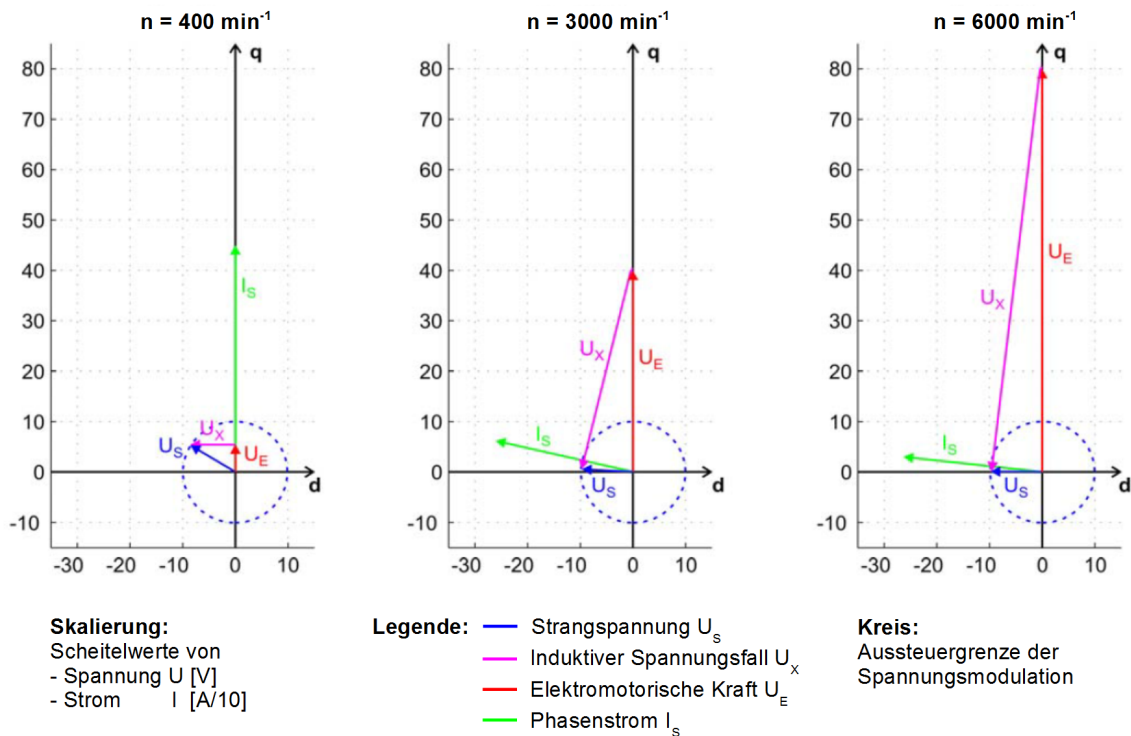
**Abbildung 3.22:** Implementiertes Schaltwerk zur Unterdrückung von instabilen Zuständen durch Evaluation des Winkelsektors  $\angle -\Delta\vec{I}_1$

der dynamischen Schalttafel gelesen. Dieser lässt die Trajektorie den Hysteresebereich einmal durchqueren, bevor der nächste stationäre Spannungsvektor ausgegeben wird. In seltenen Fällen, wie z.B. beim Umschalten des Stromreglers auf ein drehendes System, kann das Ausblenden der Sektoren jedoch hinderlich sein. Um auch in diesen Fällen eine Konvergenz der Trajektorie zu garantieren, kann der Algorithmus mit dem Signal  $dis$  temporär deaktiviert werden. Dieses wird aktiv, falls einer der äußeren Komparatoren eine steigende Flanke meldet und sich die Trajektorie gleichzeitig außerhalb des äußeren Sechsecks bewegt.

### 3.4.5 Erzeugung der Sollstromkurven mit Feldschwächung

Da der prädiktive Hystereseregler nicht stationär genau arbeitet, wird ein überlagerter Regler mit Integrator benötigt. Der überlagerte Stromregler gewährleistet sowohl stationäre Genauigkeit im Grunddrehzahlbereich als auch einen leistungsoptimalen Betrieb im Feldschwächbereich.

Das Verhalten von permanenterregten Synchronmaschinen im Feldschwächbereich ist in [Sch09] beschrieben. Die Untersuchungen im Konferenzbeitrag [KH11] ergeben, dass sich die Maschine DYNAX mit einem Vektorregler ohne Einschränkungen im Feldschwächbereich betreiben lässt. Aufgabe eines Feldschwächalgorithmus ist es bei Erreichen der Aussteuergrenze eine feldschwächende Stromkomponente zusätzlich zur drehmomentbildenden zu regeln. Hierdurch ändert sich der Winkel des Stromvektors im d/q-System und der induktive Spannungsfall dreht sich mit zunehmendem Stromwinkel der EMK entgegen. Als Nebeneffekt sinkt die Flussdichte in den Permanentmagneten und damit die EMK durch das starke Gegenfeld geringfügig ab. Dies ermöglicht ein Regeln von drehmomentbildenden Strömen, auch wenn die EMK die durch Zwischenkreisspannung und Modulation begrenzte maximale Ausgangsspannung des Wechselrichters übersteigt. Das Zeigerdiagramm des Mechanismus ist in Abb. 3.23 dargestellt.



**Abbildung 3.23:** Zeigerdiagramme im Feldschwächbetrieb, DYNAX mit  $N = 1$  an 15 V Zwischenkreisspannung (modifiziert nach [KH11])

Der hier vorgestellte Algorithmus für den prädiktiven Hystereseregler wurde in Teilen bereits in [BK14b] veröffentlicht und ermöglicht Feldschwächung sowohl im motorischen als auch im generatorischen Betriebsbereich.

Abb. 3.24 zeigt das Strukturbild des überlagerten Stromreglers. Aufgrund der niedrigeren Dynamikanforderungen genügt es, diesen in der  $200\mu\text{s}$ -Task der CPU zu implementieren. Eingangsgrößen sind der Sollwert der drehmomentbildenden Stromkomponente  $I_{q,set,fs}$  und der Sollwert der feldbildenden Stromkomponente  $I_{d,set,fs}$ . Ausgangsgrößen sind die Komponenten  $\bar{I}_{d,set}$  und  $\bar{I}_{q,set}$ . Diese werden rücktransformiert und in Polarkoordinaten  $I_{amp,set}$ ,  $\varphi$  an den FPGA übertragen. Hier werden die vom Hystereseregler benötigten Sollwertkurven erzeugt. Geschlossen wird der Regelkreis durch die Größen  $\bar{I}_{d,obs}$  und  $\bar{I}_{q,obs}$ , die aus den beobachteten Istströmen  $I_{1,obs}$ ,  $I_{2,obs}$ ,  $I_{3,obs}$  gewonnen werden.

Da der prädiktive Hystereseregler die Ströme ohne Überschwingen einregelt, kann die q-Komponente mit Durchgriff implementiert werden. Zum Erreichen der stationären Genauigkeit befindet sich parallel dazu ein Integratorzweig, dessen Ausgang zum Durchgriff addiert wird. Da die d-Komponente des Sollwerts wirkungsgradoptimiert aus einer drehzahl- und drehmomentabhängigen Tabelle ausgelesen wird, muss nur eine niedrige Dynamik dargestellt werden. Es genügt ein reiner I-Regler, der identisch zu dem der q-Komponente parametrisiert wird.

Die Amplitude  $I_{amp,set}$  der Sollwertkurven muss begrenzt werden, um in Grundfrequenztaktung den Stromwinkel vom Übersteuerungsgrad zu entkoppeln. Die Kopplung entsteht im prädiktiven Hystereseregler. Dessen Schaltzeitpunkte richten sich im übersteuerten Be-

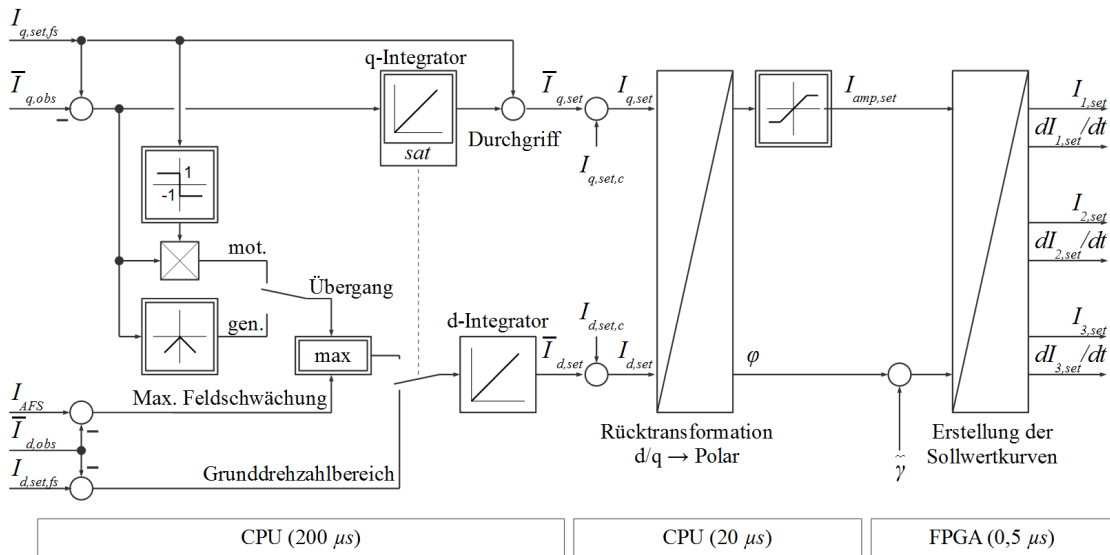


Abbildung 3.24: Überlagerter Stromregler für stationäre Genauigkeit und Feldschwächung

trieb nach den Schnittpunkten von Ist- und Sollstromkurven. Ändert sich die Amplitude der Sollströme, so verschieben sich die Schaltzeitpunkte. Dieses Verhalten ist unerwünscht und wird durch die Begrenzung von  $I_{amp,set}$  vermieden.

Eine Modulation der Sollwerte für eine alternierende Signalinjektion kann vor der Rücktransformation erfolgen. Es besteht die Möglichkeit der Addition von Trägersignalen  $\tilde{I}_{d,set}$  und  $\tilde{I}_{q,set}$ . Nach Rücktransformation von  $I_{d,set}$ ,  $I_{q,set}$  werden die Sollwerte an den FPGA übergeben, woraus in diesem die Sollwertkurven  $I_{1,set}$ ,  $I_{2,set}$ ,  $I_{3,set}$  erzeugt werden:

$$I_{1,set} = -I_{amp,set} \cos(\tilde{\gamma} + \varphi) \quad (3.57)$$

$$I_{2,set} = -I_{amp,set} \cos(\tilde{\gamma} + \varphi - 2/3\pi) \quad (3.58)$$

$$I_{3,set} = -I_{amp,set} \cos(\tilde{\gamma} + \varphi - 4/3\pi) \quad (3.59)$$

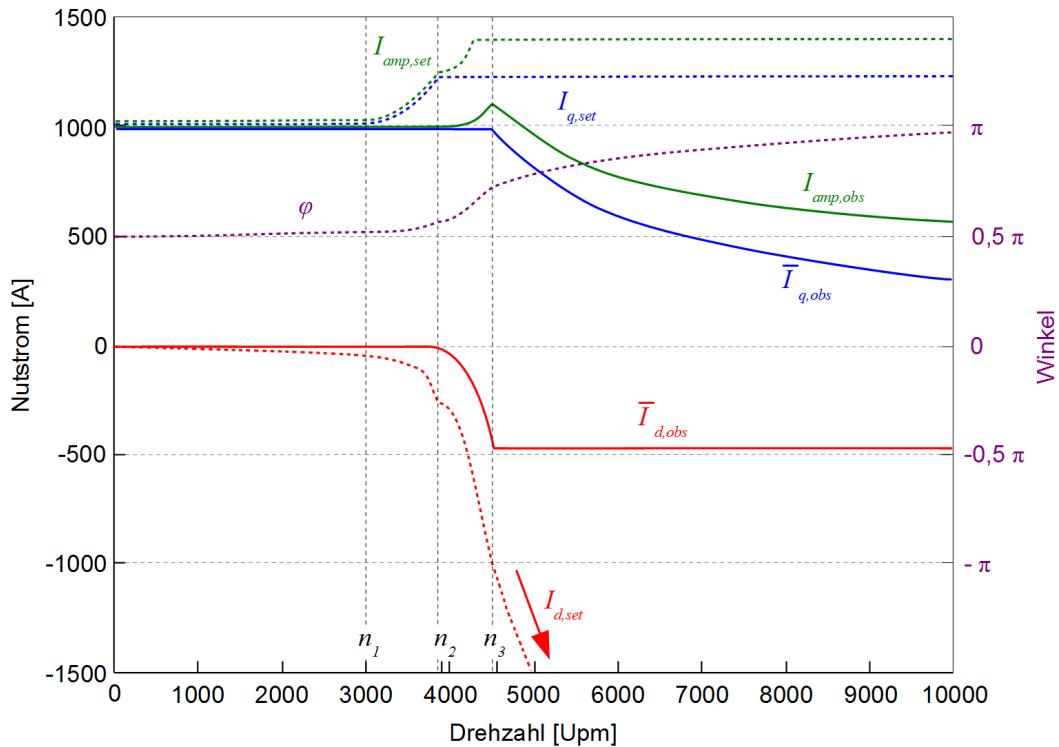
Die Zeitableitungen der Sollwertkurven  $dI_{1,set}/dt$ ,  $dI_{2,set}/dt$  und  $dI_{3,set}/dt$ , die sowohl zur Berechnung des adaptiven Hysteresebands in Abschn. 3.4.3 als auch zur Berechnung der Gegenspannung in Abschn. 3.4.2 benötigt werden, werden ebenfalls direkt aus den CPU-Vorgaben gewonnen.

$$dI_{1,set}/dt = -I_{amp,set} 2\pi \tilde{f}_{int} \cos(\tilde{\gamma} + \varphi) \quad (3.60)$$

$$dI_{2,set}/dt = -I_{amp,set} 2\pi \tilde{f}_{int} \cos(\tilde{\gamma} + \varphi - 2/3\pi) \quad (3.61)$$

$$dI_{3,set}/dt = -I_{amp,set} 2\pi \tilde{f}_{int} \cos(\tilde{\gamma} + \varphi - 4/3\pi) \quad (3.62)$$

In Abb. 3.25 sind schematische Signalverläufe während eines Hochlaufs von Stillstand bis Maximaldrehzahl zu sehen. Die beobachteten Stromkomponenten  $\tilde{I}_{d,obs}$  und  $\tilde{I}_{q,obs}$  entsprechen weitgehend den realen Strömen in der Maschine. Bis zur Drehzahl  $n_1$  arbeitet der Hystereseregler im stationären Betrieb. Der Stromfehlervektor bewegt sich zunächst gleichmäßig im inneren Sechseck. Mit steigender Drehzahl entsteht jedoch eine Phasen-



**Abbildung 3.25:** Schematische Signalverläufe des Feldschwächreglers mit konstanten Sollwerten  $I_{q,set,fs} = 1.000 \text{ A}$ ,  $I_{d,set,fs} = 0 \text{ A}$

verschiebung zwischen Soll- und Istströmen. Dieser wird durch Integration von  $\bar{I}_{d,set}$  gehalten. Die Sollwerte  $I_{q,set,fs}$  und  $I_{d,set,fs}$  werden stationär genau erreicht.

Im Drehzahlbereich zwischen  $n_1$  und  $n_2$  erfolgt der Übergang des Pulsmusters hin zur Grundfrequenztaktung (Blocktaktung). Die Sollwerte werden weiterhin stationär genau erreicht.

Ab  $n_2$  ist es nicht mehr möglich, beide Sollwerte gleichzeitig zu erreichen. Um die drehmomentbildende Stromkomponente auch bei weiterem Drehzahlanstieg konstant zu halten, muss eine Feldschwächkomponente mit  $\bar{I}_{d,set}$  abweichend von  $I_{d,set,fs}$  geregelt werden. Hierfür ist eine Strukturumschaltung nötig. Der Umschaltzeitpunkt wird erkannt, wenn der q-Integrator seine Begrenzung 20% des Nennstroms erreicht. Mit diesem Wert werden gute Ergebnisse erzielt. Durch die Strukturumschaltung wird der q-Regelfehler vom d-Integrator verarbeitet. Dieser regelt die Feldschwächkomponente stets so, dass  $\bar{I}_{q,obs} = I_{q,set,fs}$  gilt.

Bei der Zuweisung des q-Fehlers zum d-Integrator ist das nichtlineare Verhalten des übersteuerten Hysteresereglers zu berücksichtigen. Während im motorischen Betrieb lediglich das Vorzeichen des Fehlers je nach Drehrichtung gewechselt werden muss, besteht im generatorischen Betrieb die Möglichkeit, in lokalen Minima der nichtlinearen Übertragungsfunktion stehen zu bleiben. Mit Absolutwertbildung des q-Fehlers und negativem Vorzeichen ist es möglich, den Übergangsbereich auch im generatorischen Betrieb zu durchlaufen.

Entspricht die d-Komponente  $\bar{I}_{d,obs}$  dem Kurzschlussstrom der Maschine, wird das System leistungsoptimal betrieben. Das Verhältnis von Spannungsamplitude und drehmomentbildender Stromkomponente ist hier minimal. Um einen weiteren Anstieg in negativer Richtung von  $\bar{I}_{d,set}$  zu verhindern, erfolgt bei Erreichen des parametrisierten Kurzschlussstroms  $I_{AFS}$  bei  $n_3$  erneut eine Strukturumschaltung. Ab hier wird bis zur Maximaldrehzahl  $\bar{I}_{d,obs}$  auf den Kurzschlussstrom geregelt.

Da zwischen  $n_2$  und  $n_3$  der q-Strom konstant bleibt, während der d-Strom betragsmäßig erhöht wird, steigt auch die Stromamplitude  $I_{amp,obs}$  der Istströme an (siehe Abb. 3.25). Bei Nennlast beträgt die Überhöhung ca. 10%. Hinsichtlich der Maximalströme des Wechselrichters (Überstromfehler) ist dieses Verhalten unkritisch, da sich  $I_{amp,obs}$  lediglich auf die Stromgrundwelle und nicht auf die Spitzenwerte bezieht. Die Spitzenströme sind im Punkt  $n_3$  unwesentlich höher als bei  $n_1$ , da der reduzierte Stromrippel in Grundfrequenztaktung den Anstieg der Grundwellenamplitude nahezu kompensiert.

Das Verlassen des Feldschwächbereichs durch Reduzierung der Drehzahl oder des Drehmoments ist in umgekehrter Reihenfolge möglich. Jedoch sind in der Implementierung verschiedene transiente Zustände abzufangen, die beispielsweise das Abintegrieren von d- und q-Regler in falscher Reihenfolge provozieren.

### 3.4.6 Modifikationen zur sensorlosen Winkelbestimmung

#### 3.4.6.1 Grundwellenauswertung

Hystereseregler, die im UVW-System arbeiten, bestimmen die Spannungsvektoren ohne Zwischenschritte mit Koordinatentransformationen direkt aus den Phasenströmen. Informationen über die ausgegebene Spannungsgrundwelle, in üblicher Form von Komponenten  $U_d, U_q$ , sind nicht unmittelbar vorhanden. Diese sind jedoch Voraussetzung für die Berechnung der EMK-Verläufe, an denen das Winkelsystem bei Grundwellenverfahren ausgerichtet wird. Eine Berechnung der Spannungsvektoren  $U_d, U_q$  kann durch Transformation der geschalteten Spannungsvektoren unter Berücksichtigung der jeweiligen Pulsdauern erfolgen. Mit dieser Erweiterung kann der prädiktive Hystereseregler mit EMK-Verfahren verwendet werden. Die variable Schaltfrequenz erschwert jedoch die Kompensation von nichtlinearen Störeinflüssen der Leistungselektronik.

Die vorgestellte Beobachterstruktur umgeht die Rücktransformation der Ausgangsspannungen. Stattdessen werden die rücktransformierten beobachteten Ströme genutzt. Diese enthalten die Grundwelleninformation der ausgegebenen Spannung unter Berücksichtigung des Wechselrichters und der Maschinenparameter. Die beobachteten Stromkomponenten werden zur sensorlosen Winkelbestimmung mit den transformierten gemessenen Strömen abgeglichen. Eine explizite Berechnung der Spannungsvektoren ist dabei nicht notwendig. In dieser Konfiguration kann der prädiktive Hystereseregler ohne Einschränkung mit EMK-Verfahren eingesetzt werden.

#### 3.4.6.2 Signalinjektion

Um die Anisotropien im Magnetkreis der Maschine im Stillstand auszuwerten, muss das System angeregt werden. Das ausgewählte Injektionsverfahren basiert auf einem alternie-

renden Testsignal. Dem Funktionsprinzip des Hysteresereglers geschuldet ist es nicht ohne weiteres möglich, wie üblich die ausgegebenen Spannungskomponenten  $U_d$ ,  $U_q$  zu modulieren. Stattdessen wird das Anregungssignal zu den Sollwerten des Hysteresereglers addiert. Dessen Regelschleife wird mit  $I_{1,obs}$ ,  $I_{2,obs}$  durch den kalibrierten Beobachter geschlossen. Für einen korrekt bestimmten Rotorwinkel  $\tilde{\gamma} = \gamma$  werden somit über die komplette Rotorumdrehung Spannungsvektoren erzeugt die sowohl in der beobachteten als auch in der realen Regelstrecke identische Stromantworten hervorrufen. Die erzeugten Spannungsvektoren kompensieren die im Beobachter hinterlegten statorfesten Anisotropien und variieren daher über die Rotorumdrehung hinweg.

Die Addition der Anregungskomponenten in d- und q-Richtung erfolgt mit Hilfe der Größen  $I_{d,set,c}$ ,  $I_{q,set,c}$ , die zu den Stellgrößen des Feldschwächreglers  $\tilde{I}_{d,set}$ ,  $\tilde{I}_{q,set}$  addiert werden (siehe Abb. 3.24). Die Anregungskomponenten lassen sich mit ihrer jeweiligen Amplitude  $\tilde{I}_{d,set}$ ,  $\tilde{I}_{q,set}$  und der gemeinsamen Frequenz  $\omega_c$  beschreiben.

$$I_{d,set,c} = \tilde{I}_{d,set} \cos(\omega_c t) \quad (3.63)$$

$$I_{q,set,c} = \tilde{I}_{q,set} \cos(\omega_c t) \quad (3.64)$$

$I_{d,set,c}$  und  $I_{q,set,c}$  bilden somit einen alternierenden Anregungsvektor  $\vec{I}_{set,c}$ , dessen Amplitude mit

$$\left| \vec{I}_{set,c} \right| = \cos(\omega_c t) \sqrt{\tilde{I}_{d,set}^2 + \tilde{I}_{q,set}^2} \quad (3.65)$$

und dessen Winkel  $\varphi_c$  mit

$$\varphi_c = \arctan \frac{\tilde{I}_{q,set}}{\tilde{I}_{d,set}} \quad (3.66)$$

bestimmt ist.

Zur besseren Kompensation der Störeinflüsse soll das Statoreisen stets im gleichen HF-Arbeitspunkt betrieben werden. Daher ist sowohl eine konstante Signalamplitude als auch eine konstante Schaltfrequenz von großer Bedeutung. Diesbezüglich wird das Verhalten zweier Hysteresereglerkonzepte untersucht. Zunächst wird der in der Literatur [Sch09] beschriebene raumzeigerbasierte Hystereseregler im  $\alpha\beta$ -System implementiert und am Prüfstand vermessen. Die Ergebnisse sind im Konferenzbeitrag [BK14c] zu finden.

Die alternierende Signalinjektion mit dem raumzeigerbasierten Hystereseregler ermöglicht, wie in [BK14c] demonstriert, eine sensorlose Winkelbestimmung in einem eingeschränkten Betriebsbereich. Die Signalverläufe von Winkel und Drehmoment sind jedoch nicht zufriedenstellend. Zudem ist die Geräuschentwicklung durch das breite Frequenzspektrum des Hysteresereglers dem subjektiven Empfinden nach inakzeptabel für Zielanwendungen im Automotivebereich. Trotz der zeitsynchronen Modulation der Sollwertkurven durch den Anregungsvektor  $\vec{I}_{set,c}$  erzeugt der raumzeigerbasierte Hystereseregler eine weite Spreizung der auftretenden Schaltzeiten, die sich mit Variation der Hysteresebreite nur bedingt beeinflussen lassen. Verkleinerungen der Hysteresebreite führen oftmals zu schnellen Schaltimpulsen, die zum Schutz des Leistungsschalter abgeschaltet werden müssen. Bei Vergrößerung der Hysteresebreite liegt der Anregungsvektor  $\vec{I}_{set,c}$  unter Umständen vollständig im Hysteresebereich. Folglich werden einzelne Signalperioden ausgelassen. Dies führt zu Instabilität im Winkelregelkreis und zur Anregung unerwünschter mechanischer Schwingungen.



Der prädiktive Hystereseregler, welcher im uvw-System implementiert wird, verhält sich mit modulierten Sollwertkurven ebenfalls nicht zufriedenstellend. Zwar wird zweckmäßig im Scheitel des Anregungssignals regelmäßig der Nullvektor geschaltet, jedoch werden in den Signalflanken unregelmäßige und vor allem zu viele Spannungsvektoren benötigt. Dies führt wie zuvor zu hohen Schaltfrequenzen. Eine Vergrößerung des Hysteresebereichs ist ebenfalls nicht zielführend, da mit dieser Maßnahme eine Variation der Anregungsamplitude einhergeht.

Sowohl mit dem raumzeigerbasierten als auch mit dem prädiktiven Hystereseregler führt die unkoordinierte Auswahl der Spannungsvektoren zu schnellen Pulsfolgen und zu einer inhomogenen Signaleinprägung. Der hier vorgestellte Lösungsansatz sieht daher ein Auslösen der Schaltpulse durch ein zeitsynchrones Triggersignal  $trig$  vor, das sich als Summe von Dirac-Funktionen  $\delta$  darstellen lässt.

$$trig(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} \delta\left(t - \frac{\pi}{\omega_c}\right) \quad (3.67)$$

Die Trägerkomponenten  $I_{d,set,c}$  und  $I_{q,set,c}$  werden zu jedem Triggerereignis, folglich im positiven und negativen Scheitel einer Kosinuskurve, abgetastet.

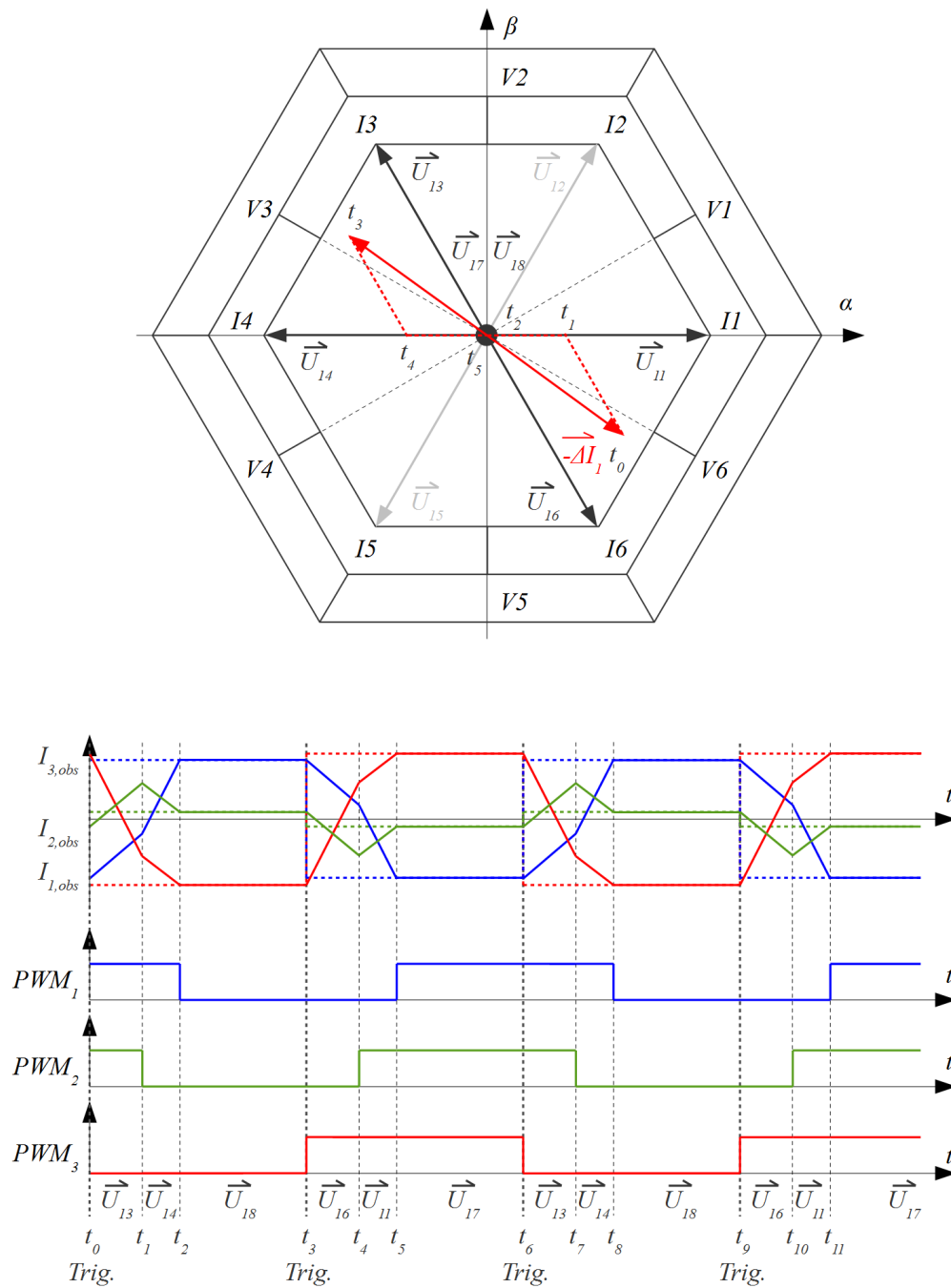
Ausgehend von den negativen Erfahrungen wird zur Minimierung der Geräuschwahrnehmung die Anregungsfrequenz  $\omega_c$  von  $2\pi$  8kHz auf  $2\pi$  12,5kHz angehoben. Anregungen im oberen Frequenzbereich werden vom Gehör als deutlich weniger laut empfunden [ZF13]. Die höhere Frequenz liegt noch im Messbereich der Stromsensoren. Störeinflüsse durch Wirbelströme sind aufgrund des feinkörnigen SMC-Aufbaus des Stators als gering einzuschätzen.

Im dreiphasigen System werden bis zu zwei aktive Spannungsvektoren benötigt, um gegebene Sollströme zu erreichen. Der erste der beiden Vektoren wird mit dem Triggerereignis ausgelöst. Der zweite folgt direkt im Anschluss. Zudem ist ein Nullvektor zu schalten, um die Ströme bis zur nächsten Anregungshalbwelle zu halten. Bei der Implementierung dieses Konzepts zeigen sich Synergien mit dem prädiktiven Hystereseregler. So können die bereits implementierten Algorithmen zur Winkelsektorbestimmung erneut zur Spannungsvektorauswahl verwendet werden. Dabei wird der Stromfehlervektor  $-\Delta\vec{I}_1$  sowohl einem der Stromsektoren  $I1..I6$  als auch einem der Spannungssektoren  $V1..V6$  zugeordnet. Die insgesamt zwölf Sektoren sind in Abb. 3.26 dargestellt.

Nimmt man einen stationären Zustand an mit  $\vec{I}_{d,set} = const.$  und  $\vec{I}_{q,set} = const.$ , entspricht  $-\Delta\vec{I}_1$  nach Gl. 3.44 dem negativen Anregungsvektor  $-\vec{I}_{set,c}$ , der sich jedoch auf das d/q-System bezieht:

$$-\Delta\vec{I}_1 = -\vec{I}_{set,c} e^{-\tilde{\gamma}} \quad (3.68)$$

Die Auswahl der Spannungsvektoren erfolgt nach der dynamischen Schalttabelle 3.2. So wird im Beispiel aus Abb. 3.26 mit dem Triggerereignis im Zeitpunkt  $t_0$  für den Sektor  $I6$  zunächst der Vektor  $\vec{U}_{13}$  ausgegeben. Dieser Vektor wird so lange gehalten bis  $-\Delta\vec{I}_1$  den Sektor  $V6$  bei  $t_1$  verlässt. Da sich  $-\Delta\vec{I}_1$  mittlerweile in  $I1$  befindet, wird als nächster Spannungsvektor  $\vec{U}_{14}$  ausgewählt. Dieser führt die Trajektorie in Richtung Ursprung, bei



**Abbildung 3.26:** Synchronisierte Signalinjektion mit Hysterese regler (vereinfachte Darstellung)

dessen Erreichen in  $t_2$  auf den Nullvektor  $\vec{U}_{18}$  geschaltet wird. Welcher der Nullvektoren verwendet wird, hängt vom vorherigen Vektor ab. Für  $\vec{U}_{11}$ ,  $\vec{U}_{12}$ ,  $\vec{U}_{13}$  soll auf den Nullvektor  $\vec{U}_{17}$  und für  $\vec{U}_{14}$ ,  $\vec{U}_{15}$ ,  $\vec{U}_{16}$  soll auf den Nullvektor  $\vec{U}_{18}$  geschaltet werden. Dies minimiert die Anzahl an Schaltvorgängen. Die Nullvektoren des prädiktiven Hysteresereglers ohne Signalinjektion lassen sich auf diese Weise ebenfalls optimieren. Mit dem nächsten Triggerereignis bei  $t_3$  werden neue Sollwerte gesetzt und der Fehlervektor  $-\Delta\vec{I}_1$  springt in die entgegengesetzte Richtung. Mit den Spannungsvektoren  $\vec{U}_{16}$  und  $\vec{U}_{11}$  ab  $t_4$  wird bei  $t_5$  erneut der Ursprung erreicht, der mit dem Nullvektor  $\vec{U}_{17}$  gehalten wird. Beim dritten Triggerereignis ist eine vollständige Signalperiode durchlaufen und der Zyklus wiederholt sich.

Die Pulsfrequenz entspricht der Anregungsfrequenz von 12,5 kHz, was mit den zuvor getesteten, unmodifizierten Hysteresereglern nicht möglich war. Die Abtastfrequenz des Beobachters von 2 MHz limitiert jedoch die zeitliche Auflösung der Spannungspulse. Mit 2 MHz/12,5 kHz sind lediglich 160 Zwischenschritte pro Anregungsperiode möglich. Zur Steigerung der Regelgüte der sensorlosen Regelung ist eine höhere Abtastfrequenz des Beobachters wünschenswert.

Die Darstellung in Abb. 3.26 weist Ähnlichkeiten zur klassischen Raumzeigermodulation auf. Dennoch handelt es sich um grundlegend verschiedene Ansätze. Bei der Raumzeigermodulation wird eine vom Regler angeforderte Spannungs-Zeit-Fläche aus den verfügbaren Spannungsvektoren zusammengesetzt. Mit dem hier vorgestellten Hystereseverfahren werden die Phasenströme direkt geregelt. Asymmetrische Stranginduktivitäten und Gegenspannungen stellen prinzipiell kein Hindernis für ein symmetrisches Stromsystem dar.

### 3.5 Signalaufbereitung

Die beobachteten Ströme  $I_{1,obs,adc}$ ,  $I_{2,obs,adc}$  und gemessenen Ströme  $I_{1,mea}$ ,  $I_{2,mea}$  werden in der CPU mit einer Frequenz von 50 kHz synchron zum 12,5 kHz-Anregungssignal abgetastet. Die Überabtastung um den Faktor zwei reduziert den Störeinfluss des Messrauschens und der Quantisierungsfehler. Die Transformation in das d/q-System mit der Matrix  $T$  wird in jedem Zeitschritt berechnet. Es resultieren die Komponenten  $I_{d,obs}$ ,  $I_{q,obs}$ ,  $I_{d,mea}$  und  $I_{q,mea}$ .

$$\begin{pmatrix} I_{d,obs} \\ I_{q,obs} \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} I_{1,obs,adc} \\ I_{2,obs,adc} \\ -I_{1,obs,adc} - I_{2,obs,adc} \end{pmatrix} \quad (3.69)$$

$$\begin{pmatrix} I_{d,mea} \\ I_{q,mea} \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} I_{1,mea} \\ I_{2,mea} \\ -I_{1,mea} - I_{2,mea} \end{pmatrix} \quad (3.70)$$

Die Trennung der Grundwellen und der Trägersignale ist mit einem Finite Impulse Response Filter (FIR) implementiert. Auf rechenintensive Multiplikationen kann dabei verzichtet werden. Die Grundwellensignale  $\bar{I}_{d,obs}$ ,  $\bar{I}_{q,obs}$ ,  $\bar{I}_{d,mea}$  und  $\bar{I}_{q,mea}$  werden über eine Träger-signalperiode von 4 Werten gemittelt. Die Signalamplituden  $\tilde{I}_{d,obs}$ ,  $\tilde{I}_{q,obs}$ ,  $\tilde{I}_{d,mea}$  und  $\tilde{I}_{q,mea}$

werden differentiell aus den Abtastwerten in der oberen und der unteren Signalhalbwellen gewonnen und gleitend gemittelt.

$$\begin{aligned} \bar{I}_{d,obs}[n] &= \frac{1}{4} (I_{d,obs}[n] + I_{d,obs}[n-1] + I_{d,obs}[n-2] + I_{d,obs}[n-3]) & (3.71) \\ \tilde{I}_{d,obs}[n] &= \frac{1}{4} \begin{cases} (-I_{d,obs}[n] - I_{d,obs}[n-1] + I_{d,obs}[n-2] + I_{d,obs}[n-3]) & \text{für } \omega_c t = 0 \\ (I_{d,obs}[n] - I_{d,obs}[n-1] - I_{d,obs}[n-2] + I_{d,obs}[n-3]) & \text{für } \omega_c t = 1/2\pi \\ (I_{d,obs}[n] + I_{d,obs}[n-1] - I_{d,obs}[n-2] - I_{d,obs}[n-3]) & \text{für } \omega_c t = \pi \\ (-I_{d,obs}[n] + I_{d,obs}[n-1] + I_{d,obs}[n-2] - I_{d,obs}[n-3]) & \text{für } \omega_c t = 3/2\pi \end{cases} & (3.72) \end{aligned}$$

Die Synchronisation von Signaleinprägung und -auswertung hat gegenüber einer asynchronen Verarbeitung entscheidende Vorteile. Für asynchrone Filter werden oftmals Infinite Impulse Response Filter (IIR) eingesetzt. Die Rechenzeit der Multiplikationen mit den Filterkoeffizienten würde keine Überabtastung des 12,5 kHz Anregungssignals erlauben. Die Ausführungszeit ist in der Beobachterstruktur kritisch, da sowohl das beobachtete als auch das gemessene Stromsystem verarbeitet werden muss. Zudem ist mit einem realisierbaren asynchronen Filter keine nahezu vollständige Trennung von Grundwelleninformation und Signalamplitude erreichbar. Mit dem implementierten FIR-Filter ist dies hingegen möglich.

Im Konferenzbeitrag [HK10] wird ebenfalls ein Algorithmus zur sensorlosen Regelung mit synchroner Datenverarbeitung diskutiert. Auch hier überwiegen die Vorteile gegenüber asynchroner Filterung.

### 3.6 Winkelregelschleife mit Phase Locked Loop (PLL)

Wie aus dem Reglerstrukturbild in Abb. 3.13 hervorgeht und in Abschnitt 3.3.2 bereits beschrieben wurde, wird die Frequenz  $\tilde{f}$  im Beobachter zum geschätzten Rotorwinkel  $\tilde{\gamma}$  integriert. Die Frequenz  $\tilde{f}$  ist der Ausgang eines PI-Reglers, der den Fehlereingang  $PLL_{in}$  zu null regelt. Abb. 3.27 zeigt die PLL-Struktur des Winkelreglers. Der Integratorausgang  $\tilde{f}_{int}$  weist im Vergleich zum Reglerausgang  $\tilde{f}$  ein niederfrequenteres Spektrum auf und wird in verschiedenen Bereichen der Regelung als Bezugsgröße für frequenzabhängige Strukturumschaltungen und Parameteranpassungen verwendet.

Abhängig von Drehzahl, Drehmoment und Regelstrategie werden die Regelparameter  $k_{pPLL}$  und  $k_{iPLL}$  aus Tabellen gelesen. Variable Parameter werden benötigt, da unterschiedliche Regelstrecken bei Injektions- und Grundwellenauswertung vorliegen.

Beim Injektionsverfahren wird die Winkelinformation mit der Anregungsfrequenz  $\omega_c$  von 12,5 kHz übertragen. Dies ermöglicht eine dynamische Parametrierung des PLL mit hohen Werten für die p-Verstärkung  $k_{pPLL}$ . Bei Grundwellenauswertung erfolgt die Übertragung der Winkelinformation über die Stromgrundwellen. Mit steigender Drehzahl sinkt somit die Zeitkonstante des Signalpfads. Zudem steigt mit der Drehzahl die Amplitude der induzierten Spannung und das Verhältnis von Nutzsignal zu Störgrößen erhöht sich. Folglich kann die PLL bei höheren Frequenzen mit höheren Werten für  $k_{pPLL}$  und  $k_{iPLL}$  parametrierbar werden. Die niedrigste Dynamik der Winkelregelung liegt kurz nach der Umschaltung zur Grundwellenauswertung vor, da hier die niedrigsten Polwechselfrequenzen auftreten.

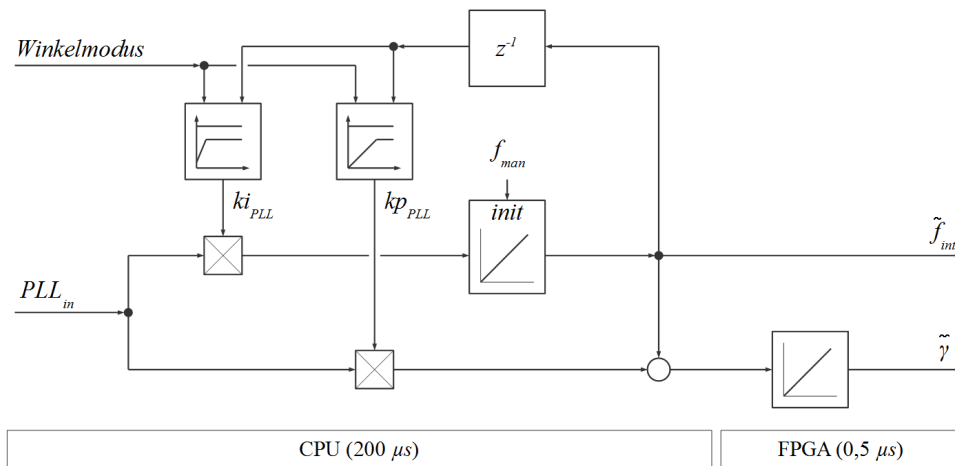


Abbildung 3.27: Winkel-PLL

Die Parametrierung der Winkel-PLL erfolgt empirisch am Prüfstand durch Erhöhung der Verstärkungen bis zur Stabilitätsgrenze mit anschließender Reduktion auf deren halben Wert.

Vor dem Umschalten des Reglers auf ein drehendes System kann der Integrator des Winkel-PLL mit  $f_{man}$  vorgeladen werden. Dessen Wert kann aus den Kurzschlussströmen ermittelt werden, da die Maschine im Fehlerzustand und bei deaktiviertem Regler stets kurzgeschlossen betrieben wird.

## 3.7 Nachführungen im unteren Drehzahlbereich

### 3.7.1 Rotorwinkel

Im Leerlauf wird in das System mit  $\tilde{I}_{d,set} = 80 \text{ A}$  und  $\tilde{I}_{q,set} = 0 \text{ A}$  (Nutstrom) eine Anregung in d-Richtung eingepreßt. Dennoch stellt sich im Beobachter durch die grobe Zeitaufösung des Anregungssignals eine schwache Antwort in q-Richtung  $\tilde{I}_{q,obs} \neq 0 \text{ A}$  ein. Dieses Signal dient als Referenz für die gemessene Signalamplitude  $\tilde{I}_{q,mea}$ . Für eine korrekt bestimmte Rotorposition  $\tilde{\gamma} = \gamma$  werden übereinstimmende Stromantworten  $\tilde{I}_{q,obs} = \tilde{I}_{q,mea}$  erwartet. Entsprechend den Ausführungen und Simulationsergebnissen aus Abschnitt 3.1 wird  $\tilde{I}_{q,mea}$  mit dem Winkelfehler in Form von  $\sin(2\varepsilon)$  moduliert. Als Signal für den Fehlereingang der Winkel-PLL kann somit die Differenz der beobachteten und gemessenen Stromantwort verwendet werden. Die Regelabweichungen des Hystereseregler werden dabei weitgehend kompensiert. Das Fehlersignal des Injektionsverfahrens im Leerlauf wird mit  $PLL_{in,d}$  bezeichnet.

$$PLL_{in,d} = \tilde{I}_{q,obs} - \tilde{I}_{q,mea} \quad (3.73)$$

Bei Teil- bis Nennlast wird ebenfalls die Differenz von  $\tilde{I}_{q,obs}$  und  $\tilde{I}_{q,mea}$  ausgewertet. Abweichend zum Leerlauffall wird jedoch ein Anregungsvektor von  $\tilde{I}_{d,set} = \tilde{I}_{q,set} = 80 \text{ A}$  (Nutstrom) verwendet. Das Funktionsprinzip unterscheidet sich jedoch grundlegend vom

Verfahren im Leerlauf. Ausgewertet wird, inwiefern die jeweilige Flusseinprägung der Permanentmagneten den Durchflutungen der Phasenströme entgegenstehen. Voraussetzung dafür ist, dass mit  $\bar{I}_{d,obs} \approx \bar{I}_{d,mea} \approx 0$  A keine feldbildende Stromkomponente vorhanden ist. Der Algorithmus wurde im Rahmen des Projekts bereits in den Konferenzbeiträgen [BK14c, KBK15] veröffentlicht.

Die beobachtete Durchflutung  $\Theta_{q,obs}^{\tilde{\gamma}}$  und diejenige in der realen Strecke  $\Theta_q^{\tilde{\gamma}}$  beziehen sich auf die q-Achse des beobachteten  $\tilde{\gamma}$ -Systems. Die Permanentmagnete in der realen Maschine werden zu sinusförmigen Durchflutungsquellen mit der Amplitude  $\Theta_{PM}$  vereinfacht. Zur Berechnung von  $\Theta_{q,obs}^{\tilde{\gamma}}$  und  $\Theta_q^{\tilde{\gamma}}$  werden die Winkelabweichung  $\varepsilon$ , die beobachtete Grundwellen-Stromkomponente  $\tilde{I}_{q,obs}^{\tilde{\gamma}}$  und die gemessene  $\tilde{I}_{q,mea}^{\tilde{\gamma}}$  benötigt.

$$\bar{\Theta}_{q,obs}^{\tilde{\gamma}} = \tilde{I}_{q,obs}^{\tilde{\gamma}} \quad (3.74)$$

$$\bar{\Theta}_q^{\tilde{\gamma}} = \tilde{I}_{q,mea}^{\tilde{\gamma}} + \Theta_{PM} \sin \varepsilon \quad (3.75)$$

Vom Beobachter aus gesehen steigt bzw. fällt die Durchflutung in q-Richtung  $\bar{\Theta}_q^{\tilde{\gamma}}$  für Winkelabweichungen  $\varepsilon \neq 0$ . Im weiteren Vorgehen wird davon ausgegangen, dass die beobachteten und gemessenen Stromkomponenten identisch sind, was durch die P-Rückführschleifen sicherzustellen ist.

$$\tilde{I}_{q,obs}^{\tilde{\gamma}} \approx \tilde{I}_{q,mea}^{\tilde{\gamma}} \quad (3.76)$$

Die Durchflutung in der realen Strecke, welche die Information über die Winkelabweichung transportiert, ist jedoch nicht zugänglich und kann nur aufgrund Sättigungseffekten über die transformierte Induktivität  $L_{qq,obs}^{\tilde{\gamma}}$  evaluiert werden. Als Referenz dient die beobachtete Größe  $L_{qq,obs}^{\tilde{\gamma}}$ .

$$L_{qq,obs}^{\tilde{\gamma}} = f\left(\left|\Theta_{q,obs}^{\tilde{\gamma}}\right|, \dots\right) \quad (3.77)$$

$$L_{qq}^{\tilde{\gamma}} = f\left(\left|\Theta_q^{\tilde{\gamma}}\right|, \dots\right) \quad (3.78)$$

Die Differenz der beiden Induktivitäten lässt einen Rückschluss auf die Winkelabweichung  $\varepsilon$  zu.

$$L_{qq,obs}^{\tilde{\gamma}} - L_{qq}^{\tilde{\gamma}} = f\left(\left|\Theta_{q,obs}^{\tilde{\gamma}}\right|, \dots\right) - f\left(\left|\Theta_q^{\tilde{\gamma}}\right|, \dots\right) \quad (3.79)$$

$$= f\left(\left|\tilde{I}_{q,obs}^{\tilde{\gamma}}\right|, \dots\right) - f\left(\left|\tilde{I}_{q,mea}^{\tilde{\gamma}} + \Theta_{PM} \sin \varepsilon\right|, \dots\right) \quad (3.80)$$

Die Induktivitäten werden über die höherfrequenten Stromantworten  $\tilde{I}_{q,obs}$  und  $\tilde{I}_{d,mea}$  ausgewertet. Zur Injektion des Anregungssignals geben der beobachtete und der reale Wechselrichter die Spannungskomponente  $\tilde{U}_q$  aus.

$$\tilde{U}_q = \omega_c \tilde{I}_{q,obs} L_{qq,obs}^{\tilde{\gamma}} \quad (3.81)$$

$$= \omega_c \tilde{I}_{q,mea} L_{qq}^{\tilde{\gamma}} \quad (3.82)$$

Nach dem Zusammenfassen obiger Gleichungen erhält man den Zusammenhang der Stromantworten  $\tilde{I}_{q,obs}$  und  $\tilde{I}_{d,mea}$  mit der Winkelabweichung  $\varepsilon$ .

$$\frac{\tilde{I}_{q,mea} - \tilde{I}_{q,obs}}{\tilde{I}_{q,mea} \tilde{I}_{q,obs}} \frac{U_{q,c}}{\omega_c} = f\left(\left|I_{q,obs}^{\tilde{\gamma}}\right|, \dots\right) - f\left(\left|I_{q,mea}^{\tilde{\gamma}} + \Theta_{PM} \sin \varepsilon\right|, \dots\right) \quad (3.83)$$

$$\tilde{I}_{q,mea} - \tilde{I}_{q,obs} \approx \sin \varepsilon \quad \text{für } \tilde{I}_{q,mea}^{\tilde{\gamma}} > \frac{1}{2} \Theta_{PM} \quad (3.84)$$

Im Gegensatz zur PLL-Eingangsgleichung 3.73 der Anisotropieauswertung im Leerlauf muss das Vorzeichen der drehmomentbildenden Stromkomponente  $I_{q,mea}$  aufgrund der Symmetrie der Sättigungskurven berücksichtigt werden. Das Fehlersignal im unteren Drehzahlbereich bei Teil- bis Nennlast wird mit  $PLL_{in,dq}$  bezeichnet. Mit dem Parameter  $\tilde{I}_{q,korr}$  wird die Möglichkeit geschaffen, den Referenzpegel manuell zu korrigieren. Die Korrektur wird unter Vollast benötigt und dient der Maximierung der Drehmomentausbeute um etwa 3%. Der maximal eingesetzte Wert für  $\tilde{I}_{q,korr}$  ist mit etwa 10 A (Nutzstrom) verhältnismäßig klein.

$$PLL_{in,dq} = \begin{cases} +(\tilde{I}_{q,obs} - \tilde{I}_{q,mea} + \tilde{I}_{q,korr}) & \text{für } \tilde{I}_{q,mea} \geq 0 \\ -(\tilde{I}_{q,obs} - \tilde{I}_{q,mea} + \tilde{I}_{q,korr}) & \text{für } \tilde{I}_{q,mea} < 0 \end{cases} \quad (3.85)$$

### 3.7.2 Rotorfluss

Die Nachführung der Auswirkung des Rotorflusses ist Teil der Veröffentlichung [KBK15]. Die im obigen Algorithmus verwendete Induktivität  $L_{qq,obs}^{\tilde{\gamma}}$  basiert auf kalibrierten Tabellen des Beobachtermodells. In diesen Tabellen sind die Stranginduktivitäten  $L_{i,obs} = f(\Theta_{i,obs}, \dots)$  als Funktionen der Durchflutungen abgelegt. Um die beobachteten Induktivitäten synchron zur realen Maschine auszulesen, müssen die Durchflutungen  $\Theta_{i,obs}$  bekannt sein. Diese setzen sich aus dem Phasenstrom  $I_{i,obs}$  und der Amplitude der Ersatzdurchflutungen der Permanentmagnete  $\Theta_{PM,obs}$  zusammen.

$$\Theta_{1,obs}(\tilde{\gamma}) = I_{1,obs} + \Theta_{PM,obs} \cos(\tilde{\gamma}) \quad (3.86)$$

$$\Theta_{2,obs}(\tilde{\gamma}) = I_{2,obs} + \Theta_{PM,obs} \cos(\tilde{\gamma} - 2/3\pi) \quad (3.87)$$

$$\Theta_{3,obs}(\tilde{\gamma}) = I_{3,obs} + \Theta_{PM,obs} \cos(\tilde{\gamma} - 4/3\pi) \quad (3.88)$$

Im Gegensatz zur vormaligen Veröffentlichung [BK14c] stammt  $\Theta_{PM,obs}$  nicht mehr aus einer drehmomentabhängigen Tabelle. Um die Robustheit der Regelung gegenüber Parameterdrift, beispielsweise verursacht durch Temperatureinfluss, zu erhöhen, wird für  $\Theta_{PM,obs}$  eine Regelschleife angelegt. Der Anregungsvektor  $\tilde{I}_{d,set} = \tilde{I}_{q,set} = 80$  A (Nutzstrom) ermöglicht hierfür die Auswertung der Stromantworten in d-Richtung  $\tilde{I}_{d,obs}$  und  $\tilde{I}_{d,mea}$ . Da die d-Komponente der Stromgrundwelle auf null geregelt wird, wird die beobachtete Durchflutung  $\Theta_{d,obs}^{\tilde{\gamma}}$  ausschließlich durch die Modelldurchflutung der Permanentmagnete  $\Theta_{PM,obs}$  bestimmt. Die Durchflutung der realen Strecke  $\Theta_d^{\tilde{\gamma}}$  entlang der beobachteten d-Achse wird

durch die Durchflutung  $\Theta_{PM}$  der Permanentmagnete und die Winkelabweichung  $\varepsilon$  modelliert.

$$\Theta_{d,obs}^{\tilde{Y}} = \Theta_{PM,obs} \quad (3.89)$$

$$\Theta_d^{\tilde{Y}} = \Theta_{PM} \cos \varepsilon \quad (3.90)$$

Zur Beurteilung der Durchflutungen werden die transformierten Induktivitäten herangezogen.

$$L_{dd,obs}^{\tilde{Y}} = f\left(\left|\Theta_{d,obs}^{\tilde{Y}}\right|, \dots\right) \quad (3.91)$$

$$L_{dd}^{\tilde{Y}} = f\left(\left|\Theta_d^{\tilde{Y}}\right|, \dots\right) \quad (3.92)$$

Die Differenz der Induktivitäten gibt Aufschluss darüber, ob die beobachtete Durchflutung höher oder niedriger als die tatsächliche Durchflutung ist.

$$L_{dd,obs}^{\tilde{Y}} - L_{dd}^{\tilde{Y}} = f\left(\left|\Theta_{d,obs}^{\tilde{Y}}\right|, \dots\right) - f\left(\left|\Theta_d^{\tilde{Y}}\right|, \dots\right) \quad (3.93)$$

Die Induktivitäten schlagen sich auf die Stromantworten  $\tilde{I}_{d,obs}$  und  $\tilde{I}_{d,mea}$  nieder, die auf die Anregungsspannung  $\tilde{U}_d$  folgen.

$$\tilde{U}_d = \omega_c \tilde{I}_{d,obs} L_{dd,obs}^{\tilde{Y}} \quad (3.94)$$

$$\tilde{U}_d = \omega_c \tilde{I}_{d,mea} L_{dd}^{\tilde{Y}} \quad (3.95)$$

$$\frac{\tilde{I}_{d,mea} - \tilde{I}_{d,obs}}{\tilde{I}_{d,mea} \tilde{I}_{d,obs}} \frac{\tilde{U}_d}{\omega_c} = f\left(\left|\Theta_{PM,obs}\right|, \dots\right) - f\left(\left|\Theta_{PM} \cos \varepsilon\right|, \dots\right) \quad (3.96)$$

$$\tilde{I}_{q,mea} - \tilde{I}_{q,obs} \sim \Theta_{PM,obs} - \Theta_{PM} \quad \text{für kleine Winkelfehler } \varepsilon \quad (3.97)$$

Der Einfluss der Winkelregelschleife ist gering, da  $\cos \varepsilon \approx 1$  angenommen werden kann. Der Parameter  $\Theta_{PM,obs}$  kann somit nachgeführt werden. Eine Kalibrierung wird nicht mehr benötigt. Zur Nachführung ist ein I-Regler implementiert, der den Fehlereingang  $\tilde{I}_{d,obs} - \tilde{I}_{d,mea}$  zu null regelt und dem Beobachter die Durchflutung der Permanentmagnete  $\Theta_{PM,obs}$  vorgibt.

Sollten die Stranginduktivitäten beispielsweise durch Alterungs- oder Temperatureinfluss driften, ändern sich die transformierten Induktivitäten in d- oder q-Richtung stets gleichmäßig. Dies ist gegeben, da der Rotor außer der Magnetisierung keinerlei richtungsabhängigen induktiven Eigenschaften aufweist. Die Nachführung von  $\Theta_{PM,obs}$  gewährleistet, dass die beobachtete und tatsächliche Induktivität in d-Richtung stets identisch sind. Da durch den Scheibenaufbau mit  $L_{dd,obs}$  auch die q-Induktivität  $L_{qq,obs}$  des Beobachters beeinflusst wird, wirkt sich die Nachführung von  $\Theta_{PM,obs}$  stabilisierend auf den Winkelregelkreis für Teil- und Nennlast aus, der auf einen korrekten Referenzwert  $\tilde{I}_{q,obs}$  angewiesen ist.



### 3.7.3 Kommutierungsspannung

Bei den oben beschriebenen Injektionsverfahren wurde stets vorausgesetzt, dass die beobachteten und tatsächlichen Strangströme deckungsgleich sind. Nur so können im Beobachter die korrekten Induktivitäten aus den Tabellen  $L_{i,obs} = f(\Theta_{i,obs}, \dots)$  ausgelesen werden. Insbesondere bei kleinen Aussteuerungen fällt die Spannungszeitfläche der Kommutierungsvorgänge an den Leistungsschaltern ins Gewicht. Diese weist eine Spannungs-, Strom- und Temperaturabhängigkeit auf. Um die Auswirkung dieser Einflüsse im Beobachter abzubilden, wird während den Schutzzeiten die Spannungsgröße  $U_{com}$  berücksichtigt (siehe Abschnitt 3.3.1). Geregelt wird  $U_{com}$  von einem I-Regler der die Differenz der Grundwellenkomponenten ( $\tilde{I}_{q,obs} - \tilde{I}_{q,mea}$ ) als Eingangsgröße nutzt.

Der Wert für  $U_{com}$  wird für alle Phasen verwendet. Es handelt sich somit um eine stark vereinfachte Abbildung der physikalischen Effekte. Dennoch trägt diese Regelschleife maßgeblich zur Stabilität der injektionsbasierten Winkelbestimmung bei.

## 3.8 Nachführungen im mittleren/oberen Drehzahlbereich

Im mittleren und oberen Drehzahlbereich erfolgt keine Signalinjektion.

$$\tilde{I}_{d,set} = \tilde{I}_{q,set} = \tilde{I}_{d,obs} = \tilde{I}_{q,obs} = \tilde{I}_{q,mea} = \tilde{I}_{q,mea} = 0 \text{ A} \quad (3.98)$$

$$\tilde{U}_{d,obs} = \tilde{U}_{q,obs} = \tilde{U}_d = \tilde{U}_q = 0 \text{ V} \quad (3.99)$$

Die Regelschleife zur sensorlosen Winkelbestimmung arbeitet mit den Grundwellenkomponenten. Das Winkelsystem wird am Raumzeiger der EMK ausgerichtet. Dabei handelt es sich um ein klassisches Funktionsprinzip, das in einer Vielzahl an Veröffentlichungen [PSLK10, ZKY<sup>+</sup>11, SP14b, KXB13] behandelt wird. Der hier vorgestellte Algorithmus arbeitet nach dem bekannten Funktionsprinzip, nutzt jedoch die Beobachterstruktur und kann somit mit einem Minimum an Mehraufwand implementiert werden.

Es wird von stabilen Arbeitspunkten der Regelung ausgegangen. Die beobachtete Polwechselfrequenz entspricht der tatsächlichen Drehgeschwindigkeit.

$$2\pi\tilde{f} = \omega \quad (3.100)$$

Zunächst werden die Spannungsgleichungen des Beobachters für den stationären Betrieb aufgestellt. Die Kreuzinduktivitäten werden zugunsten der Übersichtlichkeit in den folgenden Gleichungen vernachlässigt. Die beobachteten Ausgangsspannungen des Wechselrichters  $U_{q,obs}$  und  $U_{d,obs}$  lassen sich aus dem Widerstand  $R_{obs}$ , den Induktivitäten  $L_{dd,obs}$  und  $L_{qq,obs}$ , den Stromkomponenten  $\tilde{I}_{q,obs}$  und  $\tilde{I}_{d,obs}$  sowie der induzierten Spannung  $U_{emf,obs}$  berechnen.

$$U_{d,obs} = R_{obs} I_{d,obs} - \omega L_{qq,obs} I_{q,obs} \quad (3.101)$$

$$U_{q,obs} = R_{obs} I_{q,obs} + \omega L_{dd,obs} I_{d,obs} + U_{emf,obs} \quad (3.102)$$

Im mittleren und oberen Drehzahlbereich werden  $L_{qq,obs}$  und  $L_{dd,obs}$  vom Parameter  $L_{emf}$  vorgegeben (siehe Gl. 3.31).

$$L_{qq,obs} = L_{dd,obs} = L_{emf} \quad (3.103)$$

Die Spannungsgleichungen der realen Strecke lassen sich auf ähnliche Weise aufstellen. Dabei wird angenommen, dass die Ausgangsspannungen des beobachteten und realen Wechselrichters identisch sind. Die Vektorkomponenten beziehen sich auf den beobachteten Winkel  $\tilde{\gamma}$ . Stimmt dieser nicht mit dem tatsächlichen Winkel  $\gamma$  überein, erfährt der Vektor der induzierten Spannung  $U_{emf}$  einen Winkelversatz  $\varepsilon$ .

$$U_{d,obs} = U_d = R I_{d,mea} - \omega L_{qq}^{\tilde{\gamma}} I_{q,mea} + \sin \varepsilon U_{emf} \quad (3.104)$$

$$U_{q,obs} = U_q = R I_{q,mea} + \omega L_{dd}^{\tilde{\gamma}} I_{d,mea} + \cos \varepsilon U_{emf} \quad (3.105)$$

### 3.8.1 Rotorwinkel

Die Winkelabweichung  $\varepsilon$  wird durch Gleichsetzen der d-Spannungsgleichungen 3.101 und 3.104 berechnet.

$$\begin{aligned} \sin \varepsilon = & \left( \omega (-L_{qq,obs} I_{q,obs} + L_{qq}^{\tilde{\gamma}} I_{q,mea}) \right. \\ & \left. + R_{obs} I_{d,obs} - R I_{d,mea} \right) / U_{emf} \end{aligned} \quad (3.106)$$

Im Vergleich zum Spannungsfall über den Induktivitäten ist derjenige über den ohm'schen Wicklungswiderstand relativ klein und kann im betrachteten Frequenzbereich vernachlässigt werden. Zudem wird mit  $L_{qq,obs} = L_{qq}$  eine korrekte Kalibrierung angenommen. Unter diesen Voraussetzungen gilt  $\varepsilon = 0$ , falls die Stromkomponenten  $I_{q,obs}$  und  $I_{q,mea}$  übereinstimmen. Somit wird deren Differenz  $\Delta I_q$  das Eingangssignal der Winkel-PLL  $PLL_{in,emf}$  für den mittleren und oberen Drehzahlbereich.

$$PLL_{in,emf} = I_{q,obs} - I_{q,mea} \quad (3.107)$$

Bei genauerer Betrachtung von Gl. 3.106 und 3.107 wird der Einfluss von fehlerhaften Werten für  $L_{qq,obs}$  deutlich.

$$\begin{aligned} \sin \varepsilon = & \left( \omega ((L_{qq} - L_{qq,obs}) I_{q,mea} - L_{qq,obs} PLL_{in,emf}) \right. \\ & \left. + R_{obs} I_{d,obs} - R I_{d,mea} \right) / U_{emf} \end{aligned} \quad (3.108)$$

Im Leerlauf bei  $I_{q,mea} = 0$  A hat eine Parameterabweichung  $(L_{qq} - L_{qq,obs})$  keinerlei Einfluss auf die Winkelabweichung  $\varepsilon$ . Im Gegensatz dazu müssen die Induktivitätsparameter bei hohen Drehmomenten korrekt kalibriert sein, um eine Winkelbestimmung mit kleiner Abweichung  $\varepsilon$  zu gewährleisten.

### 3.8.2 EMK-Konstante

Die Stromregelung regelt die beobachteten Ströme stationär genau auf die vorgegebenen Sollwerte. Eine Abweichung zwischen beobachteten und tatsächlichen Strömen wirkt sich auf das erzeugte Drehmoment aus. Um die Ströme exakt zu beobachten, wird unter anderem ein korrekter Wert für den Parameter der EMK-Konstante  $u_{emf,obs}$  benötigt.

Die beobachtete EMK-Konstante  $u_{emf,obs}$  und tatsächliche  $u_{emf}$  ergeben jeweils multipliziert mit der Polwechselfrequenz die induzierten Spannungen  $U_{emf,obs}$  und  $U_{emf}$ .

$$u_{emf,obs} = 2\pi/\omega U_{emf,obs} \quad (3.109)$$

$$u_{emf} = 2\pi/\omega U_{emf} \quad (3.110)$$

Der Algorithmus zur Nachführung basiert auf der Lösung der q-Spannungsgleichungen 3.102 und 3.105.

$$U_{q,obs} = U_q \quad (3.111)$$

$$U_{emf,obs} - \cos\varepsilon U_{emf} = \omega \left( L_{dd}^{\tilde{y}} I_{d,mea} - L_{dd,obs} I_{d,obs} \right) + R I_{q,mea} - R_{obs} I_{q,obs} \quad (3.112)$$

Wie im vorherigen Abschnitt wird der ohm'sche Spannungsanteil vernachlässigt. Die beobachtete EMK-Konstante  $u_{emf,obs}$  entspricht somit der tatsächlichen  $u_{emf}$  für den Fall, dass die d-Komponenten der Ströme übereinstimmen und der Winkel mit  $\varepsilon = 0$  korrekt bestimmt ist. Die Differenz  $\Delta I_d$  zwischen den Strömen ist das Eingangssignal eines I-Reglers, der die beobachtete EMK-Konstante  $u_{emf,obs}$  vorgibt.

$$\Delta I_d = I_{d,obs} - I_{d,mea} \quad (3.113)$$

Es ist zu beachten, dass diese Regelschleife über  $\varepsilon$  mit der Winkelregelschleife gekoppelt ist. Eine dynamische Entkopplung wird durch eine niedrige Wahl für den Parameter der Integratorverstärkung erreicht.

Mit bekannter EMK-Konstante  $u_{emf,obs}$  kann für das angeforderte Drehmoment  $M$  der passende Sollstrom  $I_{q,set,fs}$  bestimmt werden. Dies ist zwar in der Anforderungsdefinition in Abschnitt 1.5 nicht explizit gefordert, stellt jedoch einen Mehrwert für das System dar der mit geringem Zusatzaufwand realisiert werden kann. Für eine Berechnung des Sollstroms auf Basis der Wirkleistung  $P$  werden zusätzlich die Polpaarzahl  $p$  und das Schleppmoment  $M_{drag}$  benötigt.

$$P = 3/2 U_{emf,obs} I_{q,set,fs} \quad (3.114)$$

$$P = \omega/p (M_{set} + M_{drag}) \quad (3.115)$$

...

$$I_{q,set,fs} = 4/3 \pi (M_{set} + M_{drag}) / (p u_{emf,obs}) \quad (3.116)$$

Die Berechnung von  $I_{q,set}$  auf Basis von  $u_{emf,obs}$  kompensiert den Einfluss der Rotortemperatur auf das erzeugte Drehmoment. Außerdem ist das Drehmoment für  $I_d = 0$  A, was bei hohen Drehmomentanforderungen erfüllt ist, von der Winkelabweichung  $\varepsilon$  entkoppelt.

Das Drehmoment der Maschine wird bei ungenauem Winkel mit  $\cos(\varepsilon)$  reduziert. In gleicher Weise sinkt nach Gl. 3.112 auch die nachgeführte EMK-Konstante  $u_{emf,obs}$ . Gemäß Gl. 3.116 erhöht sich somit  $I_{q,set}$  mit  $1/\cos(\varepsilon)$  und das erzeugte Drehmoment entspricht auch für  $\varepsilon \neq 0$  dem Sollwert.

Mit einer Kalibrierung des Schleppmoments  $M_{drag}$  kann die Genauigkeit der Drehmomentregelung erhöht werden.

### 3.8.3 Stranginduktivität

Im Drehmomentbereich von Leerlauf und Teillast wird der Parameter  $L_{emf}$  aus den Daten der Kleinsignal-Induktivitätstabellen gemittelt (siehe Gl. 3.32). Aufgrund der Auswirkungen von Hysterese und Wirbelströmen stellt dies eine suboptimale Lösung dar. Wie aus Gl. 3.108 hervorgeht steigt der Einfluss von  $L_{emf}$  auf die Winkelabweichung  $\varepsilon$  bei hohen Drehmomenten. Daher soll in diesem Betriebsbereich der korrekte Wert für  $L_{emf}$  im Betrieb identifiziert werden. Hierdurch kann für die gegebene Stromtragfähigkeit des Wechselrichters das maximale Drehmoment erreicht werden.

Der optimale Wert für  $L_{emf}$  wird durch eine Maximierung der EMK-Konstante  $u_{emf,obs}$  erreicht. Diese befindet sich für  $\varepsilon = 0$  im Scheitel der Kosinusabhängigkeit nach Gl. 3.112. Der Algorithmus variiert  $L_{emf}$  und verfolgt die sich einstellenden Werte für den Parameter  $u_{emf,obs}$ . Die neuen Werte für  $L_{emf}$  werden im 100ms-Zyklus gesetzt. Je nachdem ob  $u_{emf,obs}$  steigt oder fällt, wird  $L_{emf}$  weiter in- oder dekrementiert. Die aktuelle Suchrichtung ist in der Zustandsvariable  $s \in \{-1, 1\}$  gespeichert. Die Variation von  $L_{emf}$  erfolgt dabei mit einer Schrittweite  $\Delta L \approx 2\% L_{emf}$ .

$$s = \begin{cases} s[n-1] & \text{für } u_{emf,obs}[n] \geq u_{emf,obs}[n-1] \\ -s[n-1] & \text{für } u_{emf,obs}[n] < u_{emf,obs}[n-1] \end{cases} \quad (3.117)$$

$$L_{emf}[n] = L_{emf}[n-1] + s \Delta L \quad \text{bei aktivierter Parameteridentifikation} \quad (3.118)$$

## 3.9 P-Rückführschleifen

In Luenberger-Beobachtern werden Abweichungen zur realen Regelstrecke oftmals mit P-Reglern zurückgeführt. Abweichungen entstehen durch Parameterabweichungen oder Modellungenauigkeiten. Durch den Verzicht auf einen I-Anteil in der Rückführschleife bleibt die Ordnung des Systems unberührt [Sch00]. Eine stationär genaue Rückführung der Abweichungen ist auf diese Weise jedoch nicht möglich.

In den vorangegangenen Abschnitten wurden Regelschleifen vorgestellt, die die klassische Aufgabe der P-Regler größtenteils erfüllen. Teilweise sind die Abweichungen jedoch keinem der Beobachterparameter zuzuordnen. Zur Abdeckung dieser Fälle werden P-Rückführschleifen implementiert. Diese berechnen die Stellgrößen  $U'_{1,fb}$  und  $U'_{2,fb}$  mit dem Regelparameter  $kp_{fb}$ .

$$U'_{1,fb} = kp_{fb} (I_{1,mea} - I_{1,obs}) \quad (3.119)$$

$$U'_{2,fb} = kp_{fb} (I_{2,mea} - I_{2,obs}) \quad (3.120)$$

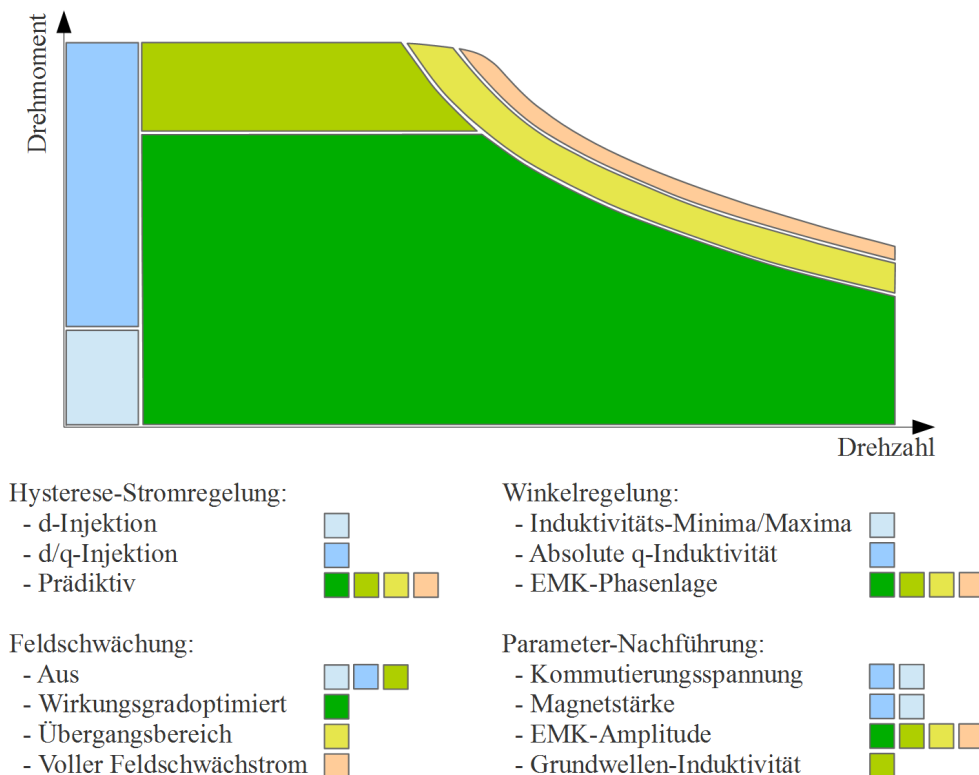
Zur dynamischen Entkopplung von den bereits geschlossenen Regelschleifen werden die Spannungen  $U'_{1,fb}$  und  $U'_{2,fb}$  in PT1-Gliedern gefiltert. Die gefilterten Werte  $U_{1,fb}$  und  $U_{2,fb}$  gehen in die Berechnungen des Beobachters ein.

Drehzahlabhängige Filterparameter ermöglichen ein stabiles Regelungssystem im kompletten Betriebsbereich. Bei aktiver Signalinjektion wird die Eckfrequenz mit 1,5 kHz etwa eine Dekade unterhalb der Injektionsfrequenz von 12,5 kHz gewählt. Die Beeinflussung des Injektionsverfahrens ist somit sehr gering. Im EMK-Verfahren müssen Frequenzen oberhalb der halben Polwechselfrequenz entfernt werden, um Schwingungen mit den Reglern für Winkel und EMK-Konstante zu vermeiden.

### 3.10 Betriebskennfeld mit Regelstrategien

In den bisherigen Abschnitten wurde eine Reihe von Regelalgorithmen für verschiedene Betriebsbereiche vorgestellt. Abb. 3.28 zeigt, wie sich aus diesen der komplette Betriebsbereich der Maschine zusammensetzen lässt.

Im unteren Drehzahlbereich erfolgt die Winkelbestimmung je nach Lastfall entweder aus der Differenz von Quer- und Längsinduktivität mit Signaleinprägung in d-Richtung oder direkt aus der Querinduktivität mit Anregung in d/q-Richtung. Unabhängig vom Drehmo-



**Abbildung 3.28:** Betriebskennfeld mit Zuordnung der Regelalgorithmen

ment werden die Beobachterparameter der Kommutierungsspannung und der Magnetstärke nachgeführt.

Im mittleren und oberen Drehzahlbereich ist der prädiktive Hysteresestromregler aktiv. Die Differenz der beobachteten und gemessenen Stromkomponenten der Grundwelle stellen die Eingangsdaten für die weiteren Regelschleifen dar. Mit diesen lassen sich Rotorwinkel und EMK-Amplitude des Beobachters an die tatsächlichen Verhältnisse angleichen. Von Leerlauf bis Teillast wird der Sollwert für die feldbildende Stromkomponente einer wirkungsgradoptimierten Tabelle entnommen. Bei hohen Drehmomenten wird der d-Strom zu null geregelt. Zusammen mit der Nachführung des Beobachterparameters für die Stranginduktivität wird bei gegebener Stromtragfähigkeit des Wechselrichters das maximale Drehmoment erzeugt. Unabhängig vom Lastfall wird bei Erreichen der Aussteuergrenze der Feldschwächstrom zunächst in einem Übergangsbereich erhöht und beim parametrisierten Kurzschlussstrom der Maschine angehalten. Bei weiterer Erhöhung der Gegenspannung verringert sich die drehmomentbildende Stromkomponente und der Arbeitspunkt folgt der Hyperbel konstanter Leistung, die durch die Zwischenkreisspannung vorgegeben wird.

Die Strukturumschaltung zwischen dem unteren und mittleren Drehzahlbereich erfolgt mit einer Hysterese von ca. 2% der Maximaldrehzahl. Im unteren Drehzahlbereich ist die Regelschleife zur Nachführung der EMK-Konstante aktiv. Basierend darauf kann die drehmomentbildende Stromkomponente der temperaturabhängigen Schwächung der Rotormagnete angepasst werden. Im Umschaltpunkt, bei Aktivierung der EMK-Nachführung, kann es zu einer Stufe im Drehmomentverlauf kommen.

Die Regelalgorithmen arbeiten bei negativen Drehmomenten und/oder Drehzahlen analog. Die Maschine kann somit in allen vier Quadranten betrieben werden.

## 3.11 Kalibrierung

Beobachterparameter, die nicht im laufenden Betrieb identifiziert werden können, müssen im Rahmen der Inbetriebnahme kalibriert werden. Nach den Erfahrungen bei der Entwicklung am Prüfstand ist davon auszugehen, dass es möglich ist einmalig bestimmte Parametersätze auch für weitere Exemplare der Maschinenvariante zu verwenden. Die Regelschleifen kompensieren Störeinflüsse wie wechselnde Magnettemperaturen zuverlässig. Die durch die Fertigung eingebrachte Parameterstreuung bewegt sich im Rahmen der Temperatureinflüsse. Für Serienanwendungen stellt dies einen wesentlichen Aspekt dar. Eine tiefere Untersuchung muss in weiterführenden Forschungsarbeiten erfolgen.

### 3.11.1 Stranginduktivitäten

Zunächst müssen die Induktivitätskennfelder  $L_{1,tab}$ ,  $L_{2,tab}$  und  $L_{3,tab}$  kalibriert werden. Aus diesen werden die Stranginduktivitäten des Beobachters ausgelesen (siehe Abschnitt 3.3.3). Die Kalibrierung erfolgt vollautomatisch in einem Lernprogramm. Dieses wird bei demontiertem Rotor mit der Randbedingung  $\Theta_{PM,obs} = \Theta_{PM} = 0 A$  ausgeführt. Hierdurch kann von den gemessenen Strömen direkt auf die Durchflutungen im Eisenkreis geschlossen werden. Es werden verschiedene Stromamplituden bei vorgegebener Polwechselfrequenz von 50Hz geregelt. Je nach Amplitude wird das System entweder mit alternierendem d-

oder d/q-Vektor angeregt. Ziel ist es, die jeweils abgerufenen Stützwerte aus  $L_{1,tab}$ ,  $L_{2,tab}$  und  $L_{3,tab}$  so anzupassen, dass die beobachteten und gemessenen Signalamplituden in q-Richtung mit  $\Delta \tilde{I}_q = \tilde{I}_{q,obs} - \tilde{I}_{q,mea} = 0 \text{ A}$  übereinstimmen. Ein gleichzeitiger Abgleich der d-Komponenten hat sich aufgrund nichtlinearer Effekte in Regelstrecke und Signalverarbeitung als nicht zielführend erwiesen.

### 3.11.1.1 Eindimensionaler Abgleich

Das Lernprogramm ist zweistufig aufgebaut. Im ersten Durchlauf werden die Tabellen eindimensional abgeglichen. Dabei wird die Amplitude der Stromgrundwelle von 0 A bis 1280 A (Nutzstrom) in Schritten von jeweils 256 A erhöht, wobei der aktuelle Schritt mit  $k = 0.7$  bezeichnet wird. Die Integratorverstärkung  $ki_L$  wird kleinstmöglich gewählt, jedoch ohne bei den Rechenoperationen den kleinsten darstellbaren Wert des Tabellen-Datentyps zu unterschreiten. Entsprechend der Einschwingzeit beträgt die Dauer eines Amplitudenschritts in etwa 5 s.

$$L_{1,tab}[k, :] = L_{1,tab}[k, 0] + \Delta \tilde{I}_q ki_L |\sin(\tilde{\gamma})| \quad (3.121)$$

$$L_{2,tab}[k, :] = L_{2,tab}[k, 0] + \Delta \tilde{I}_q ki_L \left| \sin\left(\tilde{\gamma} - \frac{2\pi}{3}\right) \right| \quad (3.122)$$

$$L_{3,tab}[k, :] = L_{3,tab}[k, 0] + \Delta \tilde{I}_q ki_L \left| \sin\left(\tilde{\gamma} - \frac{4\pi}{3}\right) \right| \quad (3.123)$$

Um die Tabellen auch im Grenzbereich der Stromtragfähigkeit des Wechselrichters abzugleichen, werden Tabellenwerte, die noch nicht von  $k$  erreicht wurden, entlang der  $e$ -Achse linear zum Tabellenrand mit  $0 \mu\text{H}$  interpoliert.

Abb. 3.29 zeigt das Ergebnis des eindimensionalen Abgleichs. Erwartungsgemäß wird für Phase zwei das höchste Induktivitätsniveau ermittelt. Für die Phasen 1 und 3 ergeben sich asymmetrische Ergebnisse. Eine mögliche Ursache ist der asymmetrische mechanische Aufbau von Statorträger und Rotorabdeckung. Die Anregung von 12,5 kHz führt zu Wirbelströmen in diesen Bauteilen. Eine weitere Ursache könnte die Strommessung sein, da  $I_{3,mea}$  über die Stromsumme der tatsächlichen Messwerte  $I_{1,mea}$  und  $I_{2,mea}$  berechnet

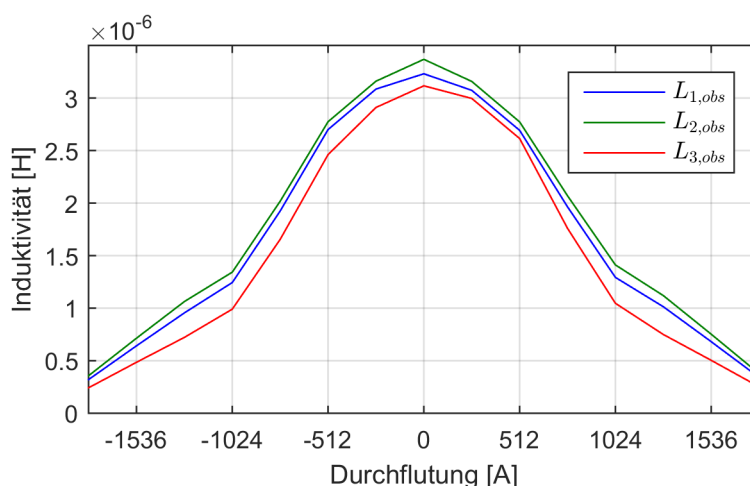


Abbildung 3.29: Kalibrierte Induktivitätskurven nach erstem Durchlauf

wird. Die Stromsummengleichung 3.33 gilt nicht für Messfehler der Sensorik, wie sie bei Messungen von Frequenzen nahe der limitierten Bandbreite auftreten. Das Verhalten der Sensorik wird zwar im Beobachter nachgebildet, kann jedoch durch die begrenzte Modellierungstiefe zu asymmetrischen Ergebnissen führen.

### 3.11.1.2 Zweidimensionaler Abgleich

Die zu iterierenden Stützpunkte sind nach dem ersten Durchlauf bereits grob abgeglichen. Dies verbessert die Konvergenz des zweidimensionalen Abgleichs. Im zweiten Durchlauf des Lernprogramms wird die Stromamplitude kontinuierlich in mehreren aufeinanderfolgenden Rampen erhöht. Hierbei wird die Abhängigkeit von der Durchflutung in der jeweiligen Nachbarphase berücksichtigt. Die Stützpunkte werden entsprechend den Indizes und Gewichtungsfaktoren aus Abschnitt 3.3.3 integriert. Die Gewichtung bei der Phasenzuordnung erfolgt mit der Funktion  $|\cos(\cdot)|$ . In Versuchsreihen hat sich diese Funktion durch zuverlässige Konvergenz als geeignet für die Kalibrierung erwiesen. Stützpunkte im Grenzbereich der Stromtragfähigkeit werden linear interpoliert.

$$L_{1,tab}[e_1, n_2] \quad + = \Delta \tilde{I}_q ki_L |\sin(\tilde{\gamma})| \quad (1-a_{e1}) (1-a_{n2}) \quad (3.124)$$

$$L_{1,tab}[e_1, n_2 + 1] \quad + = \Delta \tilde{I}_q ki_L |\sin(\tilde{\gamma})| \quad (1-a_{e1}) \quad a_{n2} \quad (3.125)$$

$$L_{1,tab}[e_1 + 1, n_2] \quad + = \Delta \tilde{I}_q ki_L |\sin(\tilde{\gamma})| \quad a_{e1} (1-a_{n2}) \quad (3.126)$$

$$L_{1,tab}[e_1 + 1, n_2 + 1] \quad + = \Delta \tilde{I}_q ki_L |\sin(\tilde{\gamma})| \quad a_{e1} \quad a_{n2} \quad (3.127)$$

$$L_{2,tab}[e_2, n_3] \quad + = \Delta \tilde{I}_q ki_L \left| \sin\left(\tilde{\gamma} - \frac{2\pi}{3}\right) \right| (1-a_{e2}) (1-a_{n3}) \quad (3.128)$$

$$L_{2,tab}[e_2, n_3 + 1] \quad + = \Delta \tilde{I}_q ki_L \left| \sin\left(\tilde{\gamma} - \frac{2\pi}{3}\right) \right| (1-a_{e2}) \quad a_{n3} \quad (3.129)$$

$$L_{2,tab}[e_2 + 1, n_3] \quad + = \Delta \tilde{I}_q ki_L \left| \sin\left(\tilde{\gamma} - \frac{2\pi}{3}\right) \right| \quad a_{e2} (1-a_{n3}) \quad (3.130)$$

$$L_{2,tab}[e_2 + 1, n_3 + 1] \quad + = \Delta \tilde{I}_q ki_L \left| \sin\left(\tilde{\gamma} - \frac{2\pi}{3}\right) \right| \quad a_{e2} \quad a_{n3} \quad (3.131)$$

$$L_{3,tab}[e_3, n_1] \quad + = \Delta \tilde{I}_q ki_L \left| \sin\left(\tilde{\gamma} - \frac{4\pi}{3}\right) \right| (1-a_{e3}) (1-a_{n1}) \quad (3.132)$$

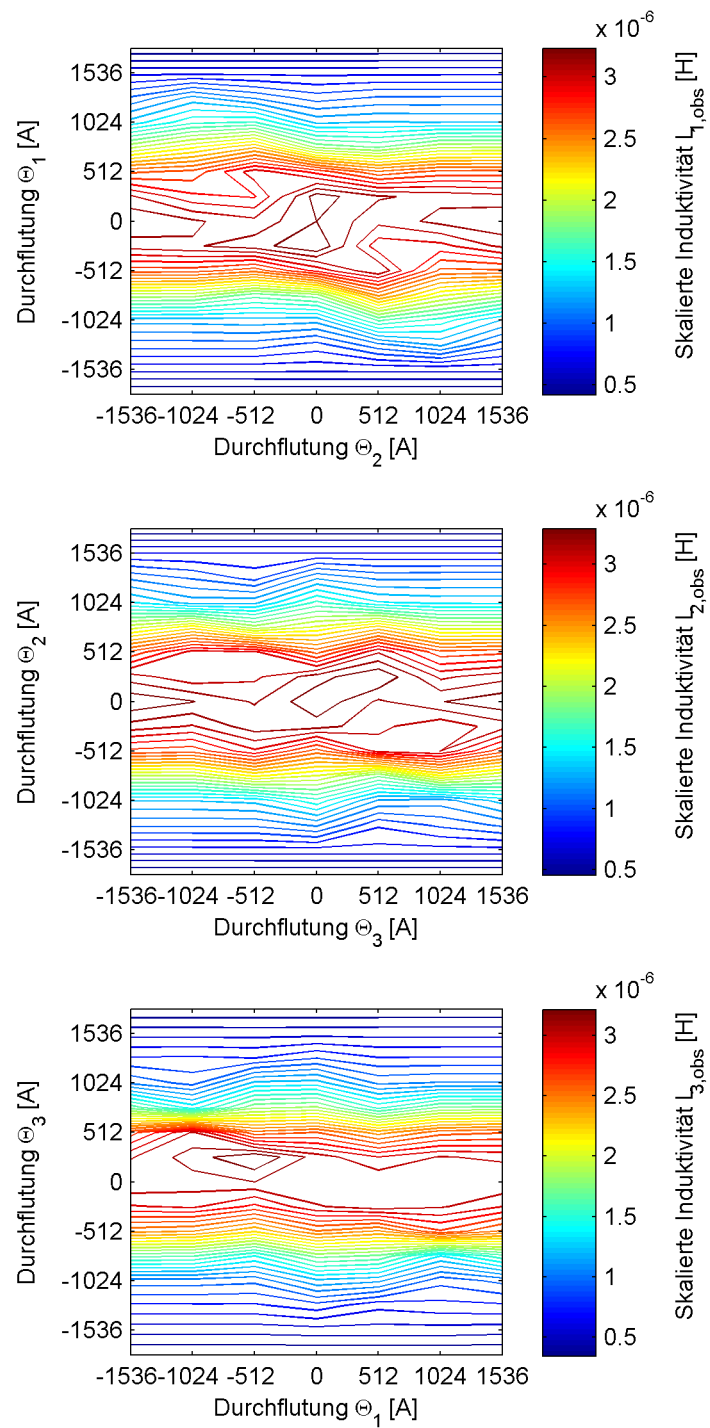
$$L_{3,tab}[e_3, n_1 + 1] \quad + = \Delta \tilde{I}_q ki_L \left| \sin\left(\tilde{\gamma} - \frac{4\pi}{3}\right) \right| (1-a_{e3}) \quad a_{n1} \quad (3.133)$$

$$L_{3,tab}[e_3 + 1, n_1] \quad + = \Delta \tilde{I}_q ki_L \left| \sin\left(\tilde{\gamma} - \frac{4\pi}{3}\right) \right| \quad a_{e3} (1-a_{n1}) \quad (3.134)$$

$$L_{3,tab}[e_3 + 1, n_1 + 1] \quad + = \Delta \tilde{I}_q ki_L \left| \sin\left(\tilde{\gamma} - \frac{4\pi}{3}\right) \right| \quad a_{e3} \quad a_{n1} \quad (3.135)$$

Abb. 3.30 zeigt die grafische Darstellung der erzeugten Kalibrierdaten. An wenigen Stellen wie beispielsweise im Verlauf von  $L_{3,obs}$  bei  $\Theta_3 = -1024$  A,  $\Theta_1 = 512$  A sind hohe Gradienten im Induktivitätsverlauf zu sehen. Diese lassen sich durch physikalische Effekte nicht erklären. Mögliche Ursachen hierfür sind Nichtlinearitäten in der Signalverarbeitung, Quantisierungsfehler oder ein nicht optimaler Lernalgorithmus. Dennoch stellt das Ergebnis einen Parametersatz dar, mit dem eine gute Übereinstimmung von  $\tilde{I}_{q,obs}$  und  $\tilde{I}_{q,mea}$  erreicht wird. Der zweite Durchlauf trägt maßgeblich zu Stabilität der sensorlosen Winkelbestimmung bei.





**Abbildung 3.30:** Kalibrierte Induktivitätskennfelder nach zweitem Durchlauf

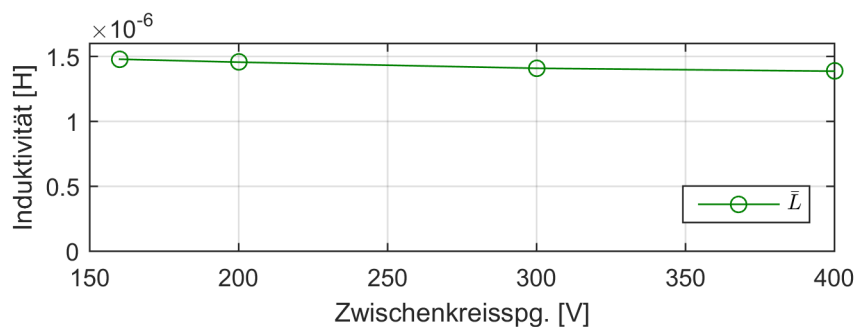
Der Beobachter kann nun das Kleinsignalverhalten des Stators wiedergeben. Die Daten werden im nichtflüchtigen Speicher des Controllers abgelegt und zur Initialisierung beim Systemstart geladen.

### 3.11.1.3 Spannungs- und Temperaturabhängigkeit

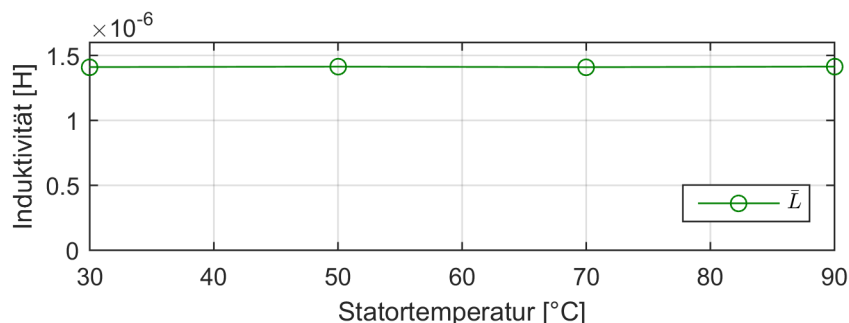
Mit Blick auf den Serieneinsatz der Regelung stellt sich die Frage nach der Robustheit gegenüber veränderlichen Umgebungsbedingungen. So variiert sowohl die Zwischenkreisspannung je nach Ladezustand der Traktionsbatterie als auch die Temperatur der Maschine. Um die Auswirkungen dieser Parameteränderungen zu evaluieren, wird die Kalibrierung der Induktivitätskennfelder bei verschiedenen Spannungen und Temperaturen wiederholt. In der anschließenden Auswertung werden die Mittelwerte  $\bar{L}$  über sämtliche Stützpunkte verglichen.

Abb. 3.31 zeigt die gemittelten Induktivitäten über einen weiten Eingangsspannungsbe-  
reich. Die Werte sinken mit steigender Spannung geringfügig ab. Eine mögliche Erklärung ist der größere Anteil an Oberwellen in den Stromverläufen, die von der tatsächlichen und der beobachteten Stromsensorik unterschiedlich stark wiedergegeben werden.

In Abb. 3.32 ist zu sehen, dass der Stator im vermessenen Temperaturbereich bis 90°C keine Temperaturabhängigkeit aufweist. Der Temperaturbereich geht jedoch bei hohen Drehzahlen bis zu 150°C. Diese Temperaturen werden aufgrund der begrenzten Vorlauf-temperatur des Prüfstands und der geringen Verlustentwicklung während der Kalibrierung nicht



**Abbildung 3.31:** Spannungsabhängigkeit der kalibrierten Induktivitätskennfelder



**Abbildung 3.32:** Temperaturabhängigkeit der kalibrierten Induktivitätskennfelder

erreicht. Eine Untersuchung im kompletten Temperaturbereich ist mit dem gegebenen Aufbau daher nicht möglich.

### 3.11.2 Widerstand

Eine Variation des Widerstandsparameters  $R$  beeinflusst das stationäre Ergebnis der Nachführung für die beobachtete EMK-Konstante  $u_{emf,obs}$ . Auf deren Basis wird der Sollstrom  $I_{q,set}$  für die Drehmomentvorgabe  $M_{set}$  berechnet (siehe Gl. 3.116). Ein geeigneter Wert für  $R$  gewährleistet somit das korrekte Erfüllen der Drehmomentvorgabe  $M_{set}$  im mittleren und oberen Drehzahlbereich. Der Parameter  $R$  wird am Prüfstand empirisch bei mittlerer Drehzahl bestimmt.

Der Einfluss des Widerstandsparameter  $R$  auf die beobachtete Zeitkonstante der Maschine spielt eine untergeordnete Rolle. Der Effekt wird von den P-Rückführschleifen überdeckt und muss daher bei der Kalibrierung nicht berücksichtigt werden.

### 3.11.3 EMK-Konstante im Injektionsverfahren

Im Injektionsverfahren ist eine Nachführung der EMK-Konstante  $u_{emf,obs}$  nicht möglich. Da der Parameter jedoch auch in diesem Betriebsbereich zur Bestimmung des Sollstroms  $I_{q,set}$  benötigt wird (siehe Gl. 3.116), muss er in einer Tabelle hinterlegt werden. Passend zur Drehmomentvorgabe wird der Wert im Betrieb aus der Tabelle gelesen.

Der Abgleich der Tabellenwerte erfolgt für verschiedene Drehmomentvorgaben bei niedriger Drehzahl von  $300 \text{ min}^{-1}$  unter der Annahme, dass sich das Schleppmoment im motorischen und generatorischen Betrieb symmetrisch verhält. Hierfür wird das Signal der Drehmoment-Messwelle im Prüfaufbau ausgewertet (siehe Abb. C.1). Die ermittelten Werte sind in Abb. 3.33 zu sehen. Als Datensatz für die Vorsteuerung der Regelschleife von  $u_{emf,obs}$  finden die Werte auch im mittleren und oberen Drehzahlbereich Verwendung. Dies verbessert das Regelverhalten bei dynamischen Drehmomentvorgaben.

### 3.11.4 Schleppmoment

Das Schleppmoment der Maschine verhält sich insbesondere im unteren Drehzahlbereich nahe Stillstand stark nichtlinear. Dieser Effekt wird zum großen Teil von den Tabellen-

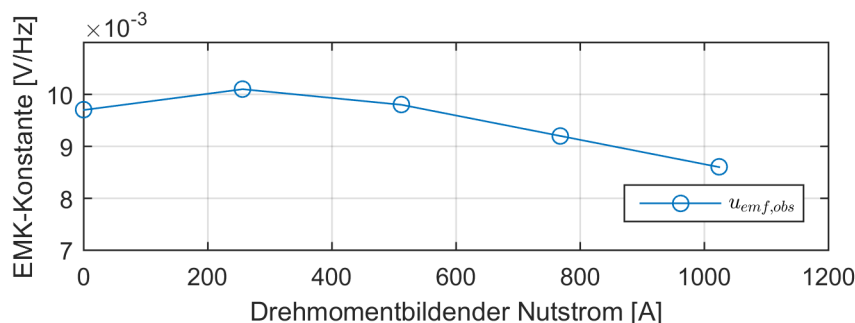


Abbildung 3.33: Tabellenwerte der EMK-Konstante  $u_{emf,obs}$  im Injektionsverfahren

werten für  $u_{emf,obs}$  ausgeglichen. Eine weitere Steigerung der Genauigkeit des erzeugten Drehmoments wird durch die Tabelle 3.4 für das Schleppmoment  $M_{drag}$  erreicht. Diese wird drehmoment- und drehzahlabhängig angelegt. Um den Übergang von Signalinjektion zur EMK-Auswertung möglichst nahtlos zu gestalten, wird das Verfahren in der Tabelle berücksichtigt. Der Abgleich erfolgt am Prüfstand und basiert auf den Werten der Drehmoment-Messwelle. Da auf diese Weise auch weitere Einflussgrößen wie mögliche Winkelfehler kompensiert werden, sollten die zuvor kalibrierten Parameter anschließend nicht mehr verändert werden. Wenige Punkte wie beispielsweise bei 5120Hz,  $-32\text{Nm}$  scheinen unplausibel und sind vermutlich auf Messfehler zurückzuführen. Die Kalibrierung der Regelung ist mit diesem Schritt abgeschlossen.

**Tabelle 3.4:** Kalibrierte Schleppmomentwerte  $M_{drag}$

$M_{set}[\text{Nm}] =$	-80	-64	-48	-32	-16	0	16	32	48	64	80
Signalinjektion:											
$f = 0\text{Hz}$	-2,0	-2,0	-2,0	-2,0	-2,0	0	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0
$f = 128\text{Hz}$	-0,5	0,2	-0,3	-0,3	1,2	2,5	3,5	3,5	3,2	2,4	2,4
$f = 256\text{Hz}$	-0,8	-0,1	-0,5	-0,3	1,7	3,6	3,9	3,8	3,7	2,8	3,2
$f = 512\text{Hz}$	-2,7	-1,0	-0,6	-0,2	2,7	3,6	4,7	4,6	4,7	3,8	5,0
EMK-Verfahren:											
$f = 512\text{Hz}$	-1,6	-1,7	-1,2	-0,4	1,0	2,4	0,7	2,9	2,6	3,7	6,6
$f = 1024\text{Hz}$	0,9	1,3	0,0	0,2	1,0	1,5	1,7	2,0	2,4	3,7	5,1
$f = 2048\text{Hz}$	2,4	1,5	1,0	1,2	1,1	1,9	1,7	1,6	1,7	2,6	2,5
$f = 3072\text{Hz}$	3,2	3,2	1,9	1,6	1,6	1,6	1,3	1,1	1,2	2,2	2,2
$f = 4096\text{Hz}$	3,2	3,2	3,2	2,2	2,8	1,7	0,9	0,4	0,4	0,4	0,4
$f = 5120\text{Hz}$	2,4	2,4	2,4	4,3	2,0	1,6	0,5	-0,5	-0,5	-0,5	-0,5

---

# 4 Prüfstandsergebnisse

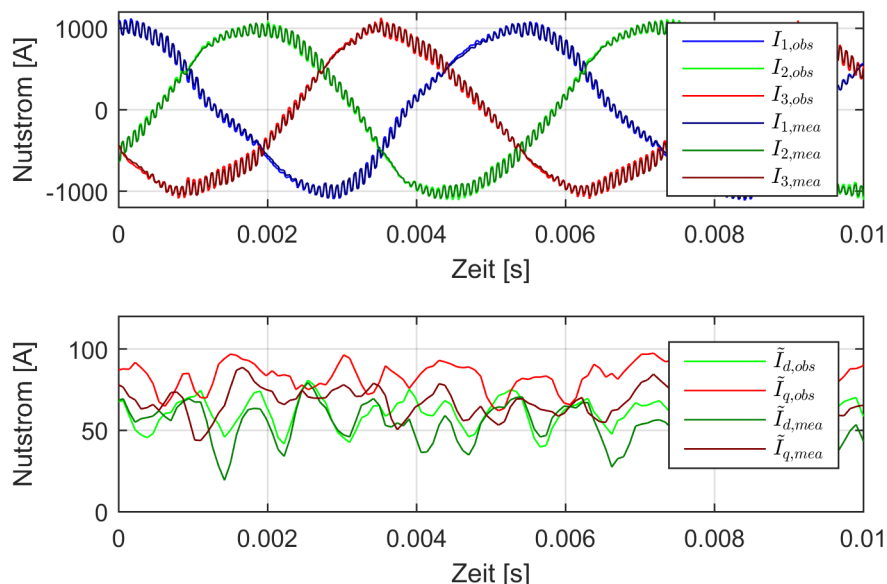
---

Die Vermessung der Regelung erfolgt an einem Aufbau mit Riementrieb und drehzahl geregelter Lastmaschine (siehe Anhang C). Die sensorlos geregelte TFM DYNAX ist vierwindig ausgeführt. Diese Variante wird oftmals für Anwendungen im Hochvolt-Bereich eingesetzt.

## 4.1 Stromregelung

### 4.1.1 Signalinjektion

Abb. 4.1 zeigt die beobachteten Phasenströme  $I_{1,obs}$ ,  $I_{2,obs}$ ,  $I_{3,obs}$  und gemessenen Phasenströme  $I_{1,mea}$ ,  $I_{2,mea}$ ,  $I_{3,mea}$  mit den demodulierten Signalamplituden  $\tilde{I}_{d,obs}$ ,  $\tilde{I}_{q,obs}$  und  $\tilde{I}_{d,mea}$ ,  $\tilde{I}_{q,mea}$  bei Nennlast im Injektionsverfahren und 300 V Zwischenkreisspannung. Die Verläufe der Phasenströme sind nahezu deckungsgleich. Im betrachteten Arbeitspunkt wird eine konstante drehmomentbildende Stromkomponente geregelt. Die Abweichung zwischen  $\tilde{I}_{q,obs}$  und  $\tilde{I}_{q,mea}$  enthält den Wert von  $\tilde{I}_{q,korr}$ , um den das Fehlersignal  $PLL_{in,dq}$  zur Feineinstellung des Winkels korrigiert wird (siehe Abschnitt 3.7.1).



**Abbildung 4.1:** Skalierte Phasenströme mit Signalinjektion bei  $M=80\text{ Nm}$ ,  $n=250\text{ min}^{-1}$

Bei Nennmoment werden Anregungskomponenten sowohl in d- als auch in q-Richtung mit einer Sollamplitude von 80 A (Nutstrom) eingepreßt. Während die demodulierten Signale in q-Richtung diesem Wert entsprechen, ist die Anregung in d-Richtung deutlich kleiner. In Simulationen kann nachgestellt werden, dass sich der starke Gradient der Stromgrundwelle im Nulldurchgang negativ auf die Signaleinprägung mit dem Hystereseregler auswirkt. Mit steigendem Verhältnis von Polwechsel- zu Anregungsfrequenz gewinnt der Effekt an Einfluss. Im Stillstand sind die Signalamplituden in d- und q-Richtung identisch. Die differentielle Auswertung der Signale kompensiert einen direkten Einfluss auf die Regelschleifen.

Die Induktivitäten der Phasenscheiben sind im Nulldurchgang in etwa doppelt so groß wie im Scheitel der Phasenströme. Bei einer Anregung mit einem konstanten Spannungsvektor wäre eine sechste Oberwelle in den demodulierten Signalverläufen zu erwarten. Die Schutzzeiten der Leistungshalbleiter würden sich ebenfalls in einer sichtbaren sechsten Oberwelle niederschlagen. Beide Einflüsse werden vom Hystereseregler kompensiert. Dennoch ist in den Verläufen der demodulierten Signale eine Schwingung mit der sechsfachen Polwechselfrequenz zu erkennen. Diese wird durch die verhältnismäßig niedrige Abtastfrequenz von Beobachter und Hystereseregler verursacht. Eine Erhöhung der Abtastfrequenz kann die Qualität des Injektionssignals verbessern.

#### 4.1.2 Prädiktiver Hystereseregler

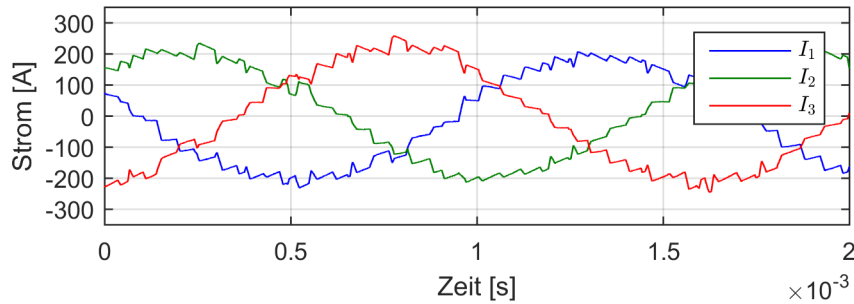
Im mittleren und oberen Drehzahlbereich wird kein Anregungssignal benötigt. Der prädiktive Hystereseregler ist aktiv. Abb. 4.2 zeigt am Oszilloskop gemessene Phasenströme bei verschiedenen Drehzahlen. Die Schaltfrequenzen in den gezeigten Stromverläufen können Abb. 4.14 entnommen werden. Eine Aufnahme der beobachteten Größen zum direkten Vergleich ist aufgrund der hohen Polwechselfrequenzen nicht möglich.

Abb. 4.2 a) zeigt den stationären Zustand knapp oberhalb der Umschaltzahl in die EMK-basierte Winkelnachführung. Die Stromverläufe sind leicht asymmetrisch. Die Amplitude von  $I_1$  ist in etwa 10% kleiner als die Amplitude von  $I_3$ . Das Verhalten wird nicht vom prädiktiven Hystereseregler sondern von einer Abweichung im beobachteten Stromsystem hervorgerufen. Kleine Abweichungen entstehen durch das leicht unruhige Verhalten der P-Rückführschleifen. Wie am Stromrippel zu erkennen ist, wird ein für Hystereseregler typisches, stochastisches Pulsmuster ausgegeben. Die mittlere Schaltfrequenz beträgt 17 kHz laut Abb. 4.14.

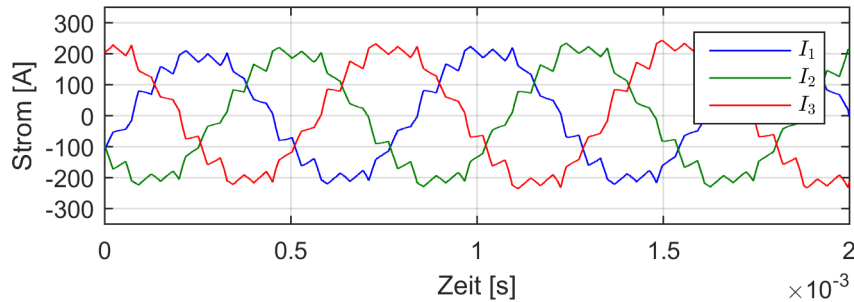
Die Stromverläufe bei  $2.000 \text{ min}^{-1}$  sind in Abb. 4.2 b) deutlich gleichmäßiger. Die Grundwellen sind nahezu symmetrisch und der gleichmäßige Stromrippel lässt auf ein periodisches Pulsmuster schließen. Gegenüber dem vorherigen Arbeitspunkt bleibt die mittlere Schaltfrequenz mit 16 kHz nahezu konstant.

Der Übergang in Grundfrequenztaktung erfolgt im Bereich von  $4.000 \text{ min}^{-1}$  und ist in Abb. 4.2 c) dargestellt. Die Polwechselfrequenz beträgt dabei 2,7 kHz. Der Wechselrichter wird nahezu in Grundfrequenztaktung angesteuert. Vereinzelt Zwischenpulse erzeugen im Rahmen des Hysteresebandes asymmetrische Stromverläufe. Das Verhältnis von Stromspitzenwert zu Grundwellenamplitude ist in diesem Arbeitspunkt am größten. Die mittlere Schaltfrequenz sinkt mit steigender Übersteuerung des Hysteresereglers und beträgt in diesem Arbeitspunkt 9 kHz.

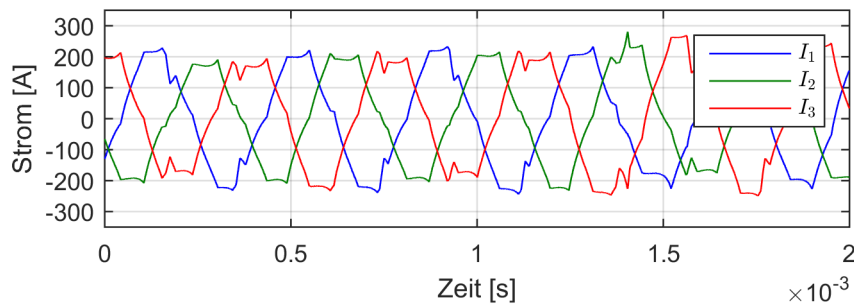
a)  $n = 1.000 \text{ min}^{-1}$ ,  $M = 75 \text{ Nm}$ ,  $I_d = 0 \text{ A}$ ,  $I_q = 225 \text{ A}$ :



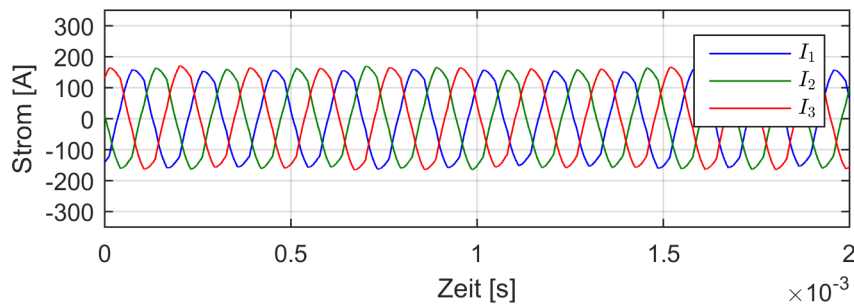
b)  $n = 2.000 \text{ min}^{-1}$ ,  $M = 75 \text{ Nm}$ ,  $I_d = 0 \text{ A}$ ,  $I_q = 225 \text{ A}$ :



c)  $n = 4.000 \text{ min}^{-1}$ ,  $M = 75 \text{ Nm}$ ,  $I_d = 0 \text{ A}$ ,  $I_q = 225 \text{ A}$ :



d)  $n = 8.000 \text{ min}^{-1}$ ,  $M = 40 \text{ Nm}$ ,  $I_d = -120 \text{ A}$ ,  $I_q = 110 \text{ A}$ :



**Abbildung 4.2:** Phasenströme mit prädiktivem Hystereseregler

Wie Abb. 4.2 d) zu entnehmen ist, verlaufen die Phasenströme im Feldschwächbereich symmetrisch und der Stromrippel ist minimal. Die EMK ist größer als die Zwischenkreisspannung und treibt annähernd sinusförmige Ströme. Der Wechselrichter wird in Grundfrequenztaktung betrieben. Daher entspricht die Schaltfrequenz der Polwechselfrequenz und beträgt bei der dargestellten Drehzahl 5,3 kHz.

Mit dem prädiktiven Hystereseregler werden auch bei sehr hohen Polwechselfrequenzen gute Ergebnisse erzielt. Einzig die Stromspitzen im Übergang zur Grundfrequenztaktung stellen einen Ansatzpunkt für weitere Verbesserungen dar. Dieser Arbeitspunkt stellt hohe Anforderungen an das Regelungsverfahren und die Pulsmustererzeugung.

Schallpegelmessungen sind bislang noch nicht erfolgt, jedoch ist das Rauschen der Stromregelung sehr breitbandig. Dieser Eindruck bestätigt die Erwartungen. Das akustische Rauschen fügt sich gut in die Geräuschkulisse des laufenden Prüfstands ein und wird zwar als spezifisch, jedoch nicht als unangenehm empfunden. Stellt die Geräuschkulisse ein Kriterium bei der Wahl des Regelungsverfahrens dar, ist diese in der jeweiligen Applikation individuell zu betrachten.

### 4.1.3 Überlagerte Regelkreise zur Stromsollwertvorgabe

Ziel ist eine stationär genaue Stromregelung und ein leistungsoptimaler Betrieb im Feldschwäcbereich. Beides wird durch die Vorgabe der Sollstromkomponenten vom überlagerten Stromregler erreicht. Abb. 4.3 zeigt die am Oszilloskop gemessenen und anschließend transformierten Ergebnisse der überlagerten Stromregelung. Es werden die Stromkomponenten  $I_d$ ,  $I_q$  sowie deren geometrische Summe  $I_{amp}$  betrachtet. Hierfür werden am Prüfstand Drehzahlrampen mit verschiedenen motorischen und generatorischen Solldrehmomenten gefahren.

Zunächst werden die Kurven für die Vorgabe 80Nm betrachtet. Entsprechend der Tabelle 3.4 zur Kompensation von Schleppmoment und Störeinflüssen zeigt der Verlauf von  $I_q$  im Grunddrehzahlbereich ein unruhiges Verhalten. Die feldbildende Stromkomponente  $I_d$  wird dabei zu Null geregelt. Mit Erreichen der Aussteuergrenze wird die feldbildende Stromkomponente  $I_d$  in den negativen Bereich geregelt. Die Stromamplitude

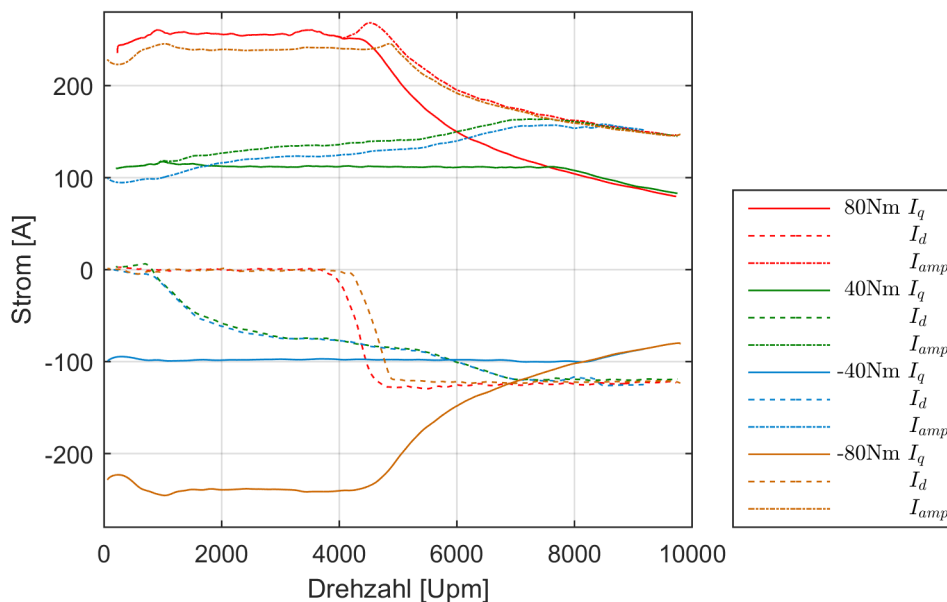


Abbildung 4.3: Stromkomponenten im Feldschwäcbetrieb



$I_{amp} = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$  erreicht im Eckpunkt ihr Maximum. Der prädiktive Hystereseregler ist in diesem Punkt bereits zur Grundfrequenztaktung mit minimalem Stromrippel übergegangen. Es treten somit keine überhöhten Stromspitzen auf, so dass die drehmomentbildende Stromkomponente konstant gehalten werden kann. Die feldbildende Stromkomponente wird im weiteren Verlauf auf den Kurzschlussstrom der Maschine begrenzt. Die drehmomentbildende Stromkomponente fällt ab und das erzeugte Drehmoment folgt dem Verlauf der Leistungshyperbel.

Im Teillastbereich soll die Maschine optimal hinsichtlich ihres Wirkungsgrades betrieben werden. Die 40Nm-Kurve von  $I_d$  folgt vor dem Erreichen der Aussteuergrenze einem vom Hersteller der Maschine vorgegebenen Kennfeld.

Im generatorischen Betrieb stellen sich die Stromkomponenten analog zum motorischen Betrieb ein. Da sich dabei das Schleppmoment der Maschine zum Luftspaltpmoment addiert ist der Verlauf der drehmomentbildenden Stromkomponente absolut betrachtet etwas niedriger als im motorischen Betrieb. Der Algorithmus erfüllt die Erwartungen.

## 4.2 Sensorlose Winkelbestimmung mit Signalinjektion

### 4.2.1 Fehlersignal im asynchronen Betrieb

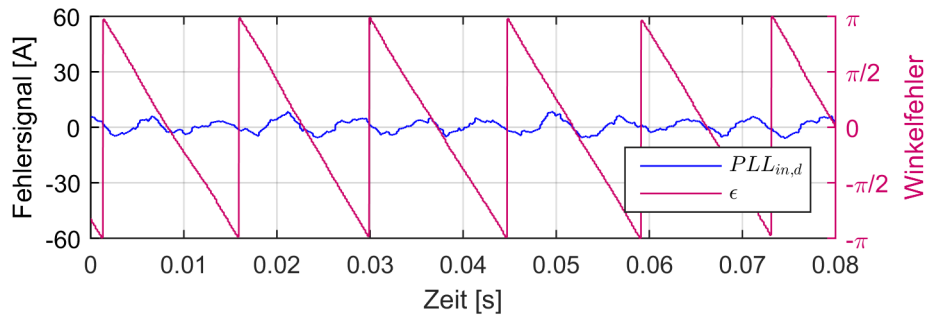
In diesem Abschnitt soll die Abhängigkeit der Fehlersignale  $PLL_{in,d}$  und  $PLL_{in,dq}$  vom Winkelfehler  $\varepsilon$  untersucht werden. Hierfür wird die Rückkopplung der Regelschleife geöffnet und die Frequenz  $\tilde{f}$  der PLL mit 50Hz manuell vorgegeben. Das Statorfeld rotiert asynchron zum Rotor, der von der Prüfmaschine in entgegengesetzter Richtung mit  $-20$ Hz gedreht wird. Die entgegengesetzte Rotordrehung erzeugt eine Vorspannung im Antriebstrang und reduziert hierdurch die auftretenden Pendelmomente in Riementrieb und Zahnwelle. Eine präzise Fixierung des Rotors auf einen definierten Rotorwinkel ist aufgrund der hohen Polpaarzahl nicht möglich.

Betrachtet werden zunächst Verläufe von  $PLL_{in,d}$  im Leerlauf ohne und mit feldbildender Stromkomponente  $\bar{I}_d$ . Wie erwartet ist in Abb. 4.4 a) für  $\bar{I}_d = 0$ A ein  $\pi$ -periodischer Verlauf von  $PLL_{in,d}$  zu sehen. Jeder zweite Nulldurchgang markiert eine korrekte Ausrichtung des Winkelsystems mit  $\varepsilon = 0$ . Die restlichen Nulldurchgänge markieren Positionen für  $\varepsilon = \pi$ . Das Einrasten der PLL auf die korrekte Position erfolgt in einer Initialisierungsroutine.

Die Auslegung der Maschine DYNAX erlaubt es, den Verlauf von  $PLL_{in,d}$  mit einer kleinen feldbildenden Stromkomponente  $\bar{I}_d = 75$ A massiv zu beeinflussen und die korrekte Winkelausrichtung in Abb. 4.4 b) eindeutig zu identifizieren. Dabei gleichen sich die transformierten Induktivitäten für  $\varepsilon = \pi$  einander an (vgl. Abb. 2.24). Im Arbeitspunkt  $\varepsilon = \pi$  wird der PLL somit instabil. Gleichzeitig wird die rotorfeste Anisotropie im Arbeitspunkt  $\pi = 0$  verstärkt. Der PLL rastet somit stets in korrekter Ausrichtung ein.

Abb. 4.5 zeigt das Fehlersignal  $PLL_{in,d}$  im Teillastbetrieb mit Injektion in +d/+q-Richtung. Die  $2\pi$ -periodischen Messergebnisse weisen Analogien zu den Simulationsergebnissen in Abb. 3.4 auf. Durch Verfolgen des Nulldurchgangs von  $\Delta\tilde{I}_q$  kann der Rotorwinkel eindeutig identifiziert werden. Eine Initialisierungsroutine ist nicht erforderlich.

a)  $\bar{I}_d = 0 \text{ A}, \bar{I}_q = 0 \text{ A}$ :



b)  $\bar{I}_d = 75 \text{ A}, \bar{I}_q = 0 \text{ A}$ :

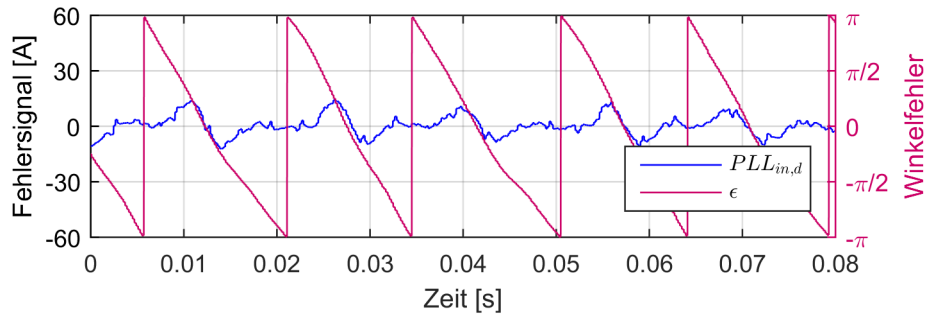


Abbildung 4.4: Fehlersignal  $PLL_{in,d}$  im Leerlauf  $\bar{I}_q = 0 \text{ A}$ , Injektion in d-Richtung

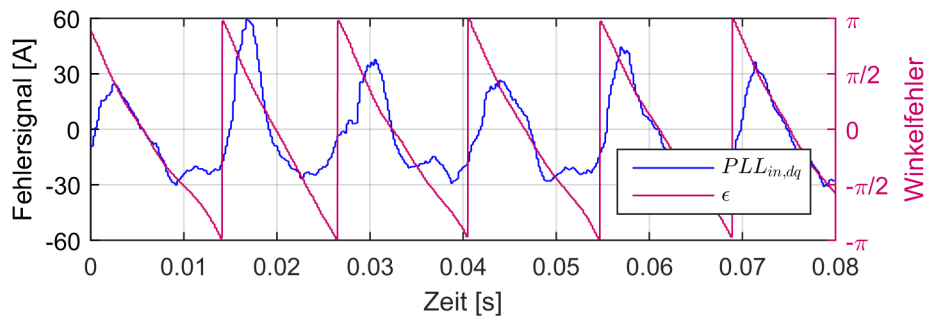


Abbildung 4.5: Fehlersignal  $PLL_{in,dq}$  bei Teillast  $\bar{I}_q = 150 \text{ A}$ , Injektion in d/q-Richtung

## 4.2.2 Regelergebnisse

Die geschlossene Regelschleife zur Winkelbestimmung verfolgt die Nulldurchgänge obiger Signalverläufe von  $PLL_{in,d}$ . In Abb. 4.6 sind Ergebnisse für das sensorlos bestimmte Winkelsignal  $\tilde{\gamma}$  darstellt. Die Maschine dreht sich mit einer sehr niedrigen Drehzahl von  $15 \text{ min}^{-1}$ . Dies entspricht einer Polwechselfrequenz von  $10 \text{ Hz}$ . Die stabilisierende Wirkung des PLL's auf den Verlauf des Winkelsignals  $\tilde{\gamma}$  ist nahe Stillstand vernachlässigbar, so dass anhand der Winkelverläufe die Stabilität des Verfahrens beurteilt werden kann.

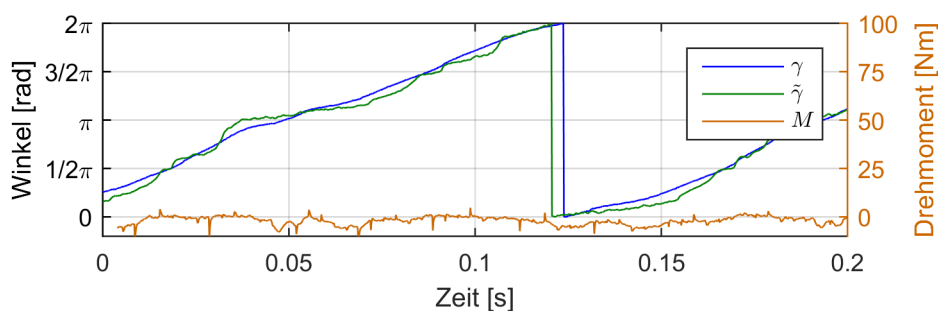
In Abb. 4.6 a) sind die Signalverläufe im Leerlauf zu sehen. Der Winkelfehler  $\epsilon = \gamma - \tilde{\gamma}$  wird von einer zweiten harmonischen Oberwelle dominiert. Die Komponenten der Stromgrundwelle  $\bar{I}_d$  und  $\bar{I}_q$  werden beide zu Null geregelt. Trotzdem ist auch im gemessenen

Drehmoment  $M$  eine zweite harmonische Oberwelle zu sehen. Hier wird der Verlauf des Schleppmoments sichtbar. Sowohl Winkelfehler als auch Schleppmoment werden von der statorfesten Anisotropie im Magnetkreis der Maschine beeinflusst. Die Störgröße wird vom Beobachter teilweise kompensiert. Die Winkelregelschleife zeigt ein stabiles Verhalten.

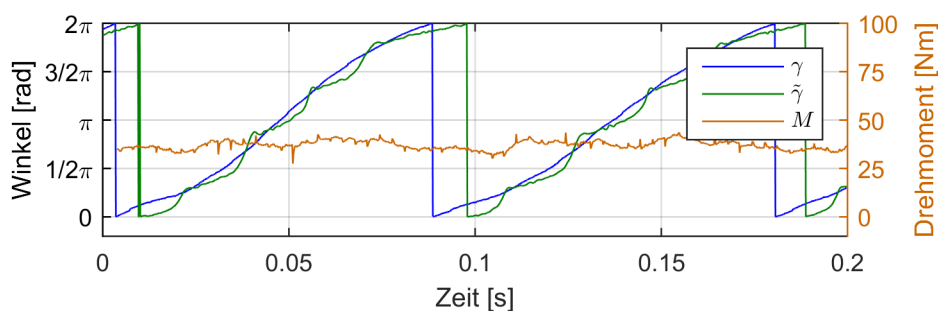
Abb. 4.6 b) zeigt einen Arbeitspunkt im Teillastbereich mit identischen Längs- und Querinduktivitäten. In diesem ist im Verlauf von  $\gamma - \tilde{\gamma}$  eine vierte Oberwelle zu erkennen. Das Drehmoment  $M$  schwingt mit einer Amplitude von ca. 6% des Nennmoments. Diese Drehmomentabweichung wird augenscheinlich durch den Winkelfehler angeregt, der aus der begrenzten Modellierungstiefe und Kalibrierungsgüte des Beobachters resultiert.

Bei Nennmoment in Abb. 4.6 c) ergibt sich im direkten Vergleich zum vorherigen Arbeitspunkt ein etwas ruhigerer Winkelverlauf  $\tilde{\gamma}$  mit geringeren Abweichungen. Trotzdem wird

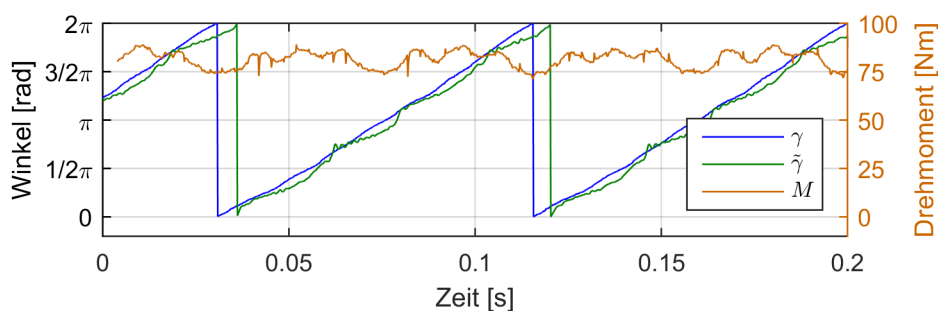
a)  $M = 0 \text{ Nm}$ ,  $\bar{I}_q = 0 \text{ A}$ :



b)  $M = 40 \text{ Nm}$ ,  $\bar{I}_q = 100 \text{ A}$ :



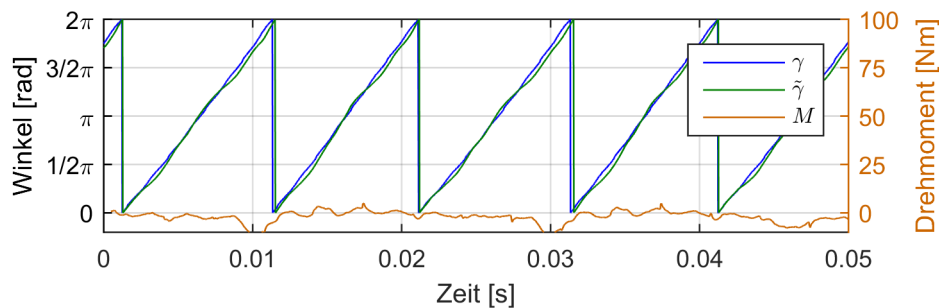
c)  $M = 80 \text{ Nm}$ ,  $\bar{I}_q = 250 \text{ A}$ :



**Abbildung 4.6:** Winkelaufnahmen nahe Stillstand bei etwa  $n = 15 \text{ min}^{-1}$  mit Signalinjektion

in diesem Arbeitspunkt mit ca. 9% der größte Drehmomentrippel gemessen, der sich nicht ausschließlich mit dem Winkelfehler erklären lässt. Offenbar entstehen die Schwankungen des gemessenen Drehmoments durch den Scheibenaufbau des Magnetkreises oder die Dynamik des Messaufbaus.

Mit steigender Drehzahl nimmt die Frequenz der Oberwellen im Winkelsignal zu. Die hohe Polpaarzahl 40 wirkt sich dabei positiv aus, da hierdurch die Frequenzen der Oberwellen bereits bei niedrigen Drehzahlen rasch ansteigen. Die höherfrequenten Winkelfehler werden von der Tiefpasscharakteristik der PLL bereits ab etwa  $150 \text{ min}^{-1}$  deutlich gedämpft. In Abb. 4.7 ist ein gleichmäßiger Winkelverlauf zu sehen. Dennoch verhält sich das gemessene Drehmoment  $M$  unruhiger als bei den bisherigen Messungen. Die Störeinflüsse im Prüfaufbau dominieren die Messung. Der Antriebsstrang wird durch den Riementrieb zu Schwingungen angeregt.



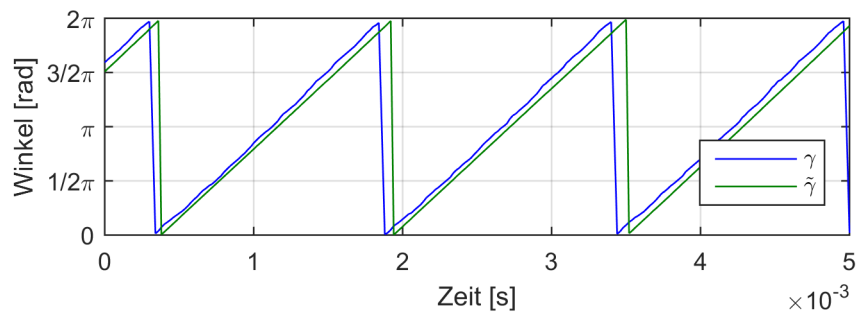
**Abbildung 4.7:** Winkelaufnahme im Leerlauf bei  $n = 150 \text{ min}^{-1}$  mit Signalinjektion

Die Injektionsverfahren zeigen stabile Ergebnisse. Das sensorlose Anfahren ist uneingeschränkt möglich. Mit einer präziseren Kalibrierung des Beobachters ließe sich der Drehmomentrippel in einigen Punkten minimieren.

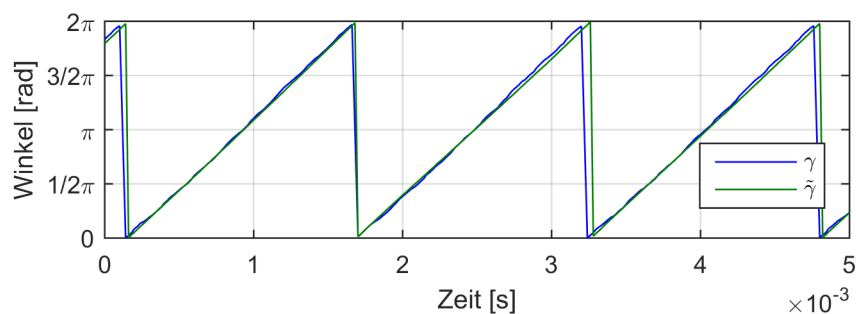
### 4.3 Sensorlose Winkelbestimmung im EMK-Verfahren

Die mit dem Grundwellenverfahren erzielten Regelergebnisse für den Rotorwinkel sind in Abb. 4.8 zu sehen. Dargestellt sind drei verschiedene Lastzustände bei  $1.000 \text{ min}^{-1}$ . Die sensorlos bestimmten Winkelverläufe sind stets einwandfrei, obwohl die Amplitude der EMK bei dieser Drehzahl relativ klein ist und sich Parameterabweichungen bei hohen Drehmomenten maximal auswirken. Das sensorlos bestimmte Winkelsignal  $\tilde{\gamma}$  verläuft gleichmäßiger als das mit dem Winkelsensor gemessene und ungefilterte Referenzsignal.

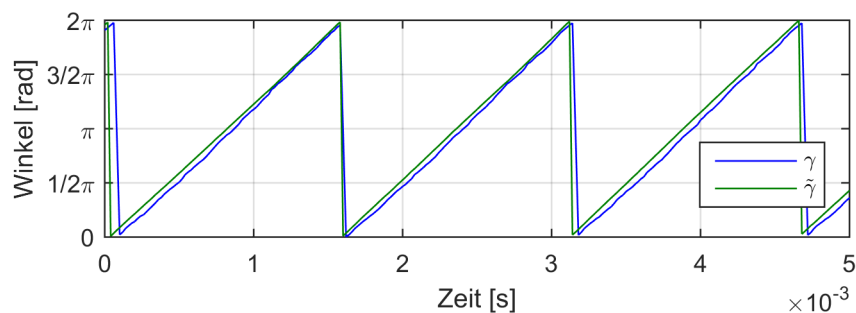
a)  $M = 0 \text{ Nm}$ ,  $I_d = -20 \text{ A}$ ,  $I_q = 0 \text{ A}$ :



b)  $M = 40 \text{ Nm}$ ,  $I_d = -25 \text{ A}$ ,  $I_q = 100 \text{ A}$ :



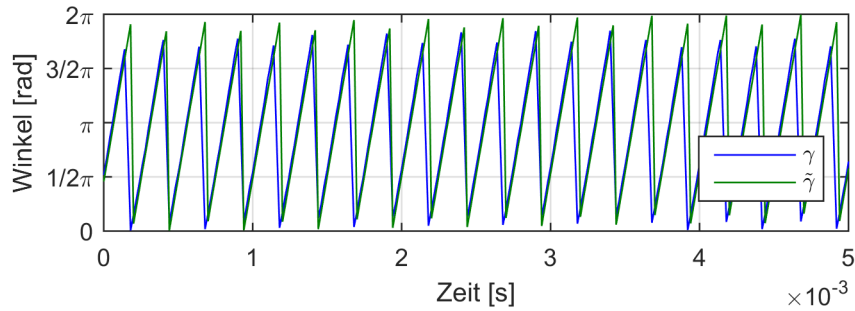
c)  $M = 80 \text{ Nm}$ ,  $I_d = 0 \text{ A}$ ,  $I_q = 250 \text{ A}$ :



**Abbildung 4.8:** Winkelaufnahmen  $n = 1.000 \text{ min}^{-1}$ , EMK-Verfahren

In Abb. 4.9 sind Ergebnisse im mittleren Drehzahlbereich bei  $6.000 \text{ min}^{-1}$  dargestellt. Die sensorlos bestimmten Winkelkurven verlaufen wie zuvor einwandfrei. Das EMK-Verfahren arbeitet auch bei Maximaldrehzahl von  $10.000 \text{ min}^{-1}$  stabil. Aufgrund des ungünstigen Verhältnisses von Polwechselfrequenz zu 50 kHz-Abtastfrequenz der Datenaufzeichnung in der CPU der Rechnerplattform ist eine Darstellung der Winkelverläufe für die hier durchgeführte Analyse nicht realisierbar.

a)  $M = 0 \text{ Nm}$ ,  $I_d = -88 \text{ A}$ ,  $I_q = 0 \text{ A}$ :



b)  $M = 40 \text{ Nm}$ ,  $I_d = -103 \text{ A}$ ,  $I_q = 100 \text{ A}$ :

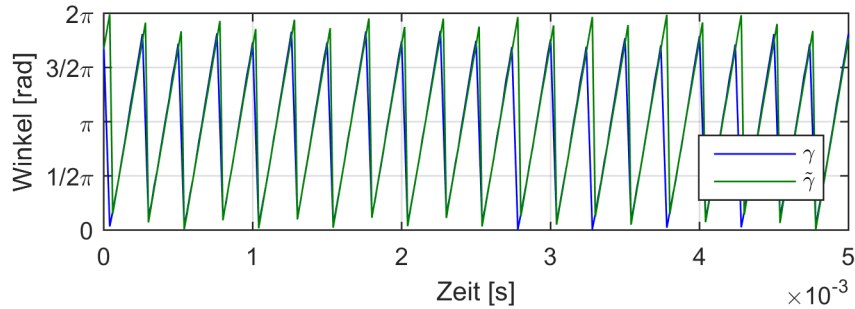


Abbildung 4.9: Winkelaufnahmen  $n = 6.000 \text{ min}^{-1}$ , EMK-Verfahren

## 4.4 Online-Parameteridentifikation

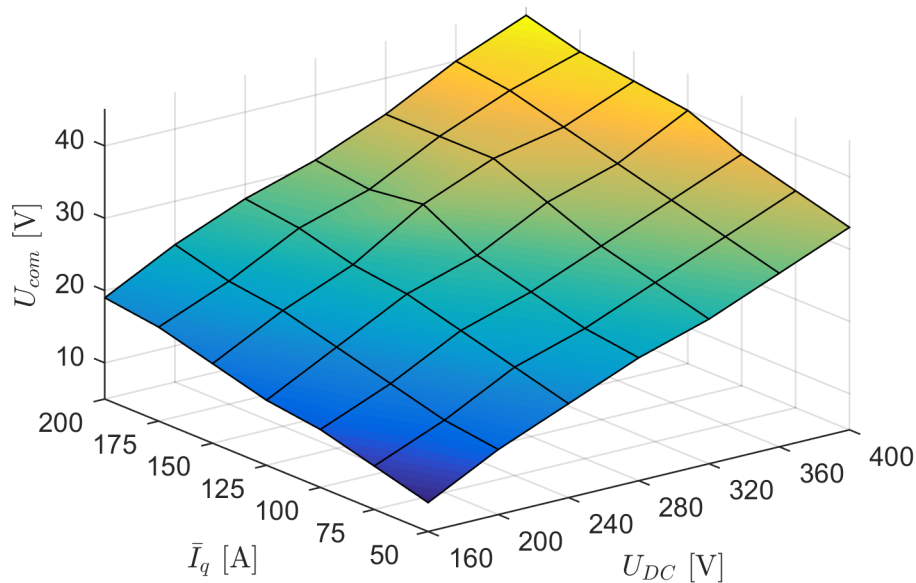
### 4.4.1 Kommutierungsspannung

Die P-Rückführschleifen gewährleisten keine stationäre Genauigkeit in der Übereinstimmung von beobachteten und gemessenen Strömen. Abweichungen der Ströme werden unter anderem vom nichtlinearen Einfluss der Schaltvorgänge verursacht. Die Abweichungen sind als kritisch einzustufen, da darauf basierend falsche Induktivitätswerte im Beobachter berechnet werden können. Daraus folgen Winkelfehler oder Instabilität der Winkelbestimmung. Durch die Nachführung des Parameters  $U_{com}$  für die Kommutierungsspannung werden die Abweichungen der Ströme minimiert.

Abb. 4.10 zeigt die Regelergebnisse in Abhängigkeit von Zwischenkreisspannung und drehmomentbildender Stromkomponente  $\bar{I}_q$  nahe Stillstand. Im betrachteten Arbeitsbereich gilt stets  $\bar{I}_d = 0 \text{ A}$ . Wie erwartet steigen die Werte für  $U_{com}$  mit Spannung und Strom an. Bei hoher Spannung und hohem Strom wird somit bei gleichem Reglerausgang eine kleinere Spannungs-Zeit-Fläche ausgegeben als bei niedriger Spannung und niedrigem Strom.

### 4.4.2 Arbeitspunkt der Permanentmagnete

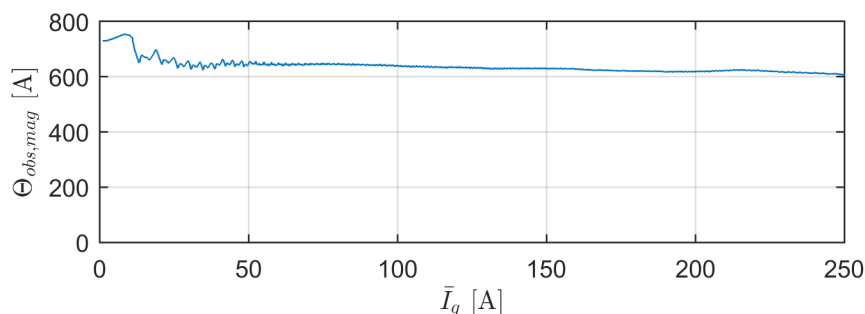
Der magnetische Fluss in den Permanentmagneten des Rotors ist stark abhängig von dessen Temperatur und der Feldstärke des Gegenfeldes. Die Magneten werden im Beobachter als sinusförmige Durchflutungsquellen mit der Amplitude  $\Theta_{obs,mag}$  modelliert. Die Nachführung dieses Parameters ist insbesondere für das Injektionsverfahren in Teil- und Nennlast



**Abbildung 4.10:** Nachführung des Parameters  $U_{com}$

relevant. Fehlerhafte Werte von  $\Theta_{obs,mag}$  bewirken eine Verschiebung der Kurven von  $\Delta\tilde{I}_q$  in Abb. 4.5 und können somit zur Instabilität der Winkelregelschleife führen.

In Abb. 4.11 ist zu sehen, dass die eingeschwungenen Werte für  $\Theta_{obs,mag}$  nahezu unabhängig von der drehmomentbildenden Stromkomponente  $\tilde{I}_q$  sind. Mit steigendem Drehmoment fällt die Kurve nur leicht ab. Es wirken gegenläufige Effekte in Rotor und Stator. Bei hohem Drehmoment erfahren die Rotormagnete ein starkes Gegenfeld. Sie werden reversibel geschwächt und der Rotorfluss sinkt ab. Gleichzeitig sinkt die Statorinduktivität durch Sättigung und das Verhältnis von Feldstärke zu Rotorfluss steigt im Eisenkreis. Die Regelschleife kompensiert in erster Linie den Einfluss der Magnettemperatur. Eine präzise Vermessung dieser Abhängigkeit ist am Prüfstand nicht darstellbar, da sowohl Messung als auch eine definierte Beeinflussung der Magnettemperatur nur mit sehr hohem Aufwand möglich ist. Bei  $\tilde{I}_q = 10$  A zeigt der Verlauf von  $\Theta_{obs,mag}$  ein lokales Maximum. Dies ist auf Nichtlinearitäten des Wechselrichters zurückzuführen, die im Beobachter nur bedingt modelliert sind.



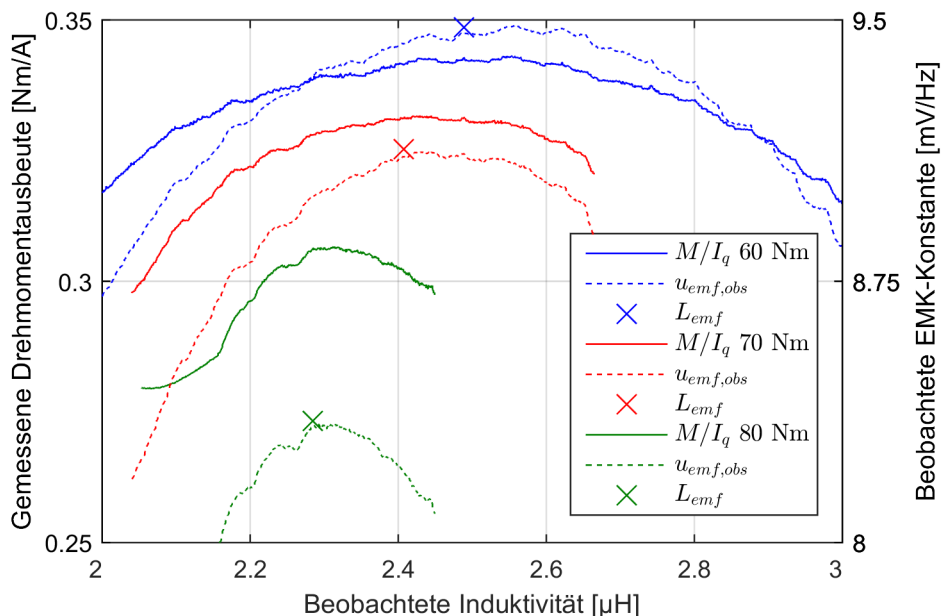
**Abbildung 4.11:** Nachführung des Parameters  $\Theta_{obs,mag}$  für die Permanentmagnete

### 4.4.3 EMK und Stranginduktivität

Im EMK-Verfahren wird neben der Phasenlage der induzierten Spannung auch deren Amplitude ausgewertet. Bezogen auf die Drehzahl wird die Amplitude als EMK-Konstante  $u_{emk,obs}$  nachgeführt. Je nach Induktivitätsparameter  $L_{emf}$  resultieren aus den Berechnungen im Beobachter verschiedene Ergebnisse für  $u_{emk,obs}$ . Der optimale Wert für  $L_{emf}$  entspricht demjenigen, mit dem das globale Maximum für  $u_{emk,obs}$  erreicht wird. In diesem Punkt ist das Winkelsystem korrekt ausgerichtet und es wird für einen gegebenen Strom  $I_q$  das maximale Drehmoment  $M$  erzeugt. In Abb. 4.12 sind diese Zusammenhänge anhand von Messdaten nachzuvollziehen.

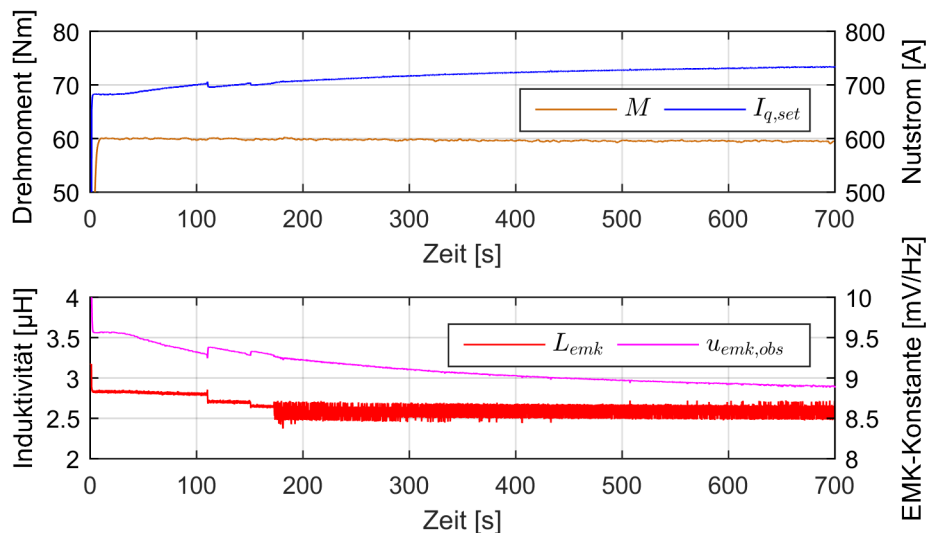
Zur Aufzeichnung der dargestellten Messdaten wird  $L_{emf}$  manuell variiert, während der Sollwert für das Drehmoment  $M_{set}$  konstant vorgegeben wird. Die beobachtete EMK-Konstante  $u_{emk,obs}$  steigt zu Beginn stark an und fällt nach Überschreitung ihres Maximums wieder ab. Ausgewertet wird das an der Messwelle ermittelte Drehmoment. Bezogen auf die jeweilige Stromkomponente  $I_q$  ergibt sich ein Verlauf, der dem von  $u_{emk,obs}$  ähnelt. Der Wert für  $L_{emf}$ , bei dem sich das maximale Verhältnis von Drehmoment zu Strom einstellt, kann somit anhand der Beobachtergröße  $u_{emk,obs}$  ermittelt werden.

Die markierten Punkte in den Verläufen der EMK-Konstante stellen die Ergebnisse des Optimierungsalgorithmus für  $L_{emf}$  dar. Es stellt sich stets der Wert für  $L_{emf}$  ein, für den die maximale EMK-Konstante erreicht und damit das maximale Drehmoment erzeugt wird. Eine Einschränkung ist die Randbedingung für die feldbildende Stromkomponente  $I_d = 0$  A. Dennoch ersetzt die Nachführung von  $L_{emf}$  deren Kalibrierung. Bei Anwendungen mit großen Stückzahlen kann dieser Aspekt für die Wahl des Regelungsverfahrens relevant sein.



**Abbildung 4.12:** Nachführung der Induktivität für optimale Drehmomentausbeute bei  $n = 3.000 \text{ min}^{-1}$





**Abbildung 4.13:** Nachführung der beobachteten EMK-Konstante für konstantes Drehmoment bei  $n = 4.000 \text{ min}^{-1}$

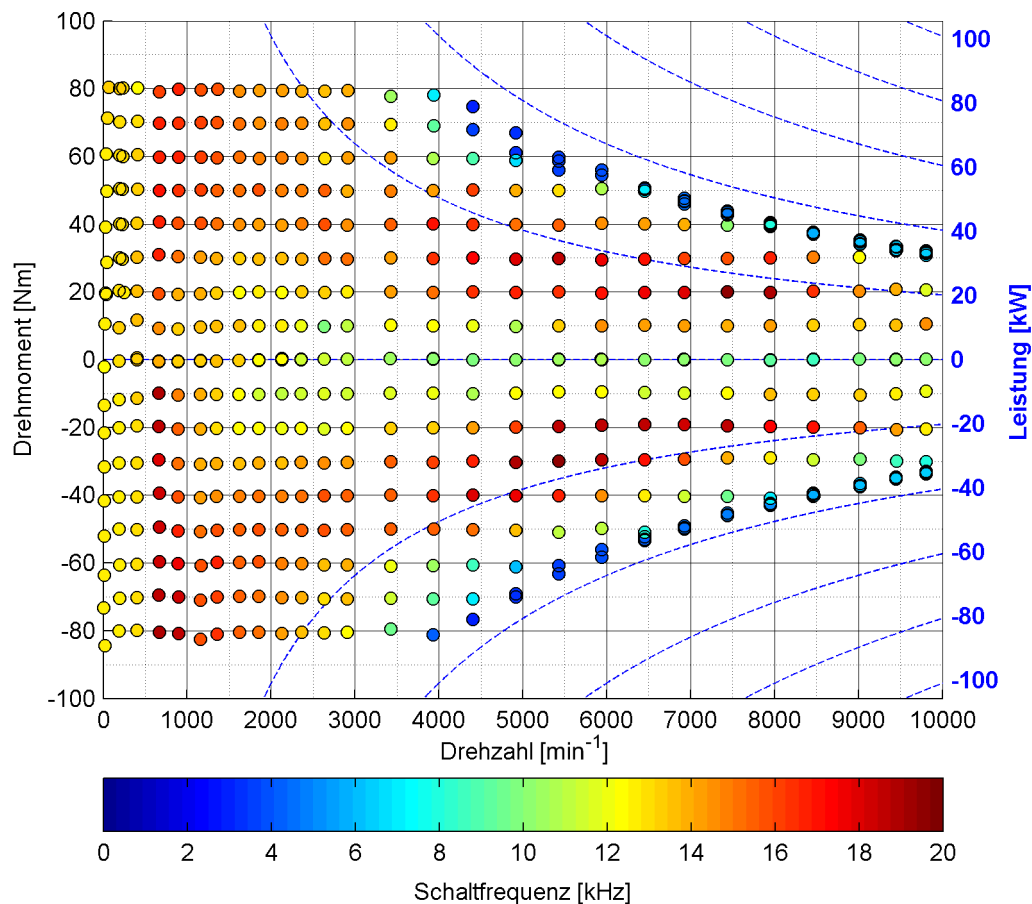
Der beobachtete Wert der EMK-Konstante wird verwendet um die benötigte Stromkomponente  $I_{q,set}$  für ein vorgegebenes Drehmoment  $M_{set}$  zu berechnen. Hierdurch wird das erzeugte Drehmoment  $M$  von der Rotortemperatur und dem Parameter  $L_{emf}$  entkoppelt. Abb. 4.13 zeigt den stationären Betrieb mit einer Messdauer von 10 Minuten. Während der Messung heizt sich die Maschine auf, wodurch sich der Rotorfluss verringert. Die beobachtete EMK-Konstante  $u_{emk,obs}$  folgt dieser Entwicklung und der Sollwert der drehmomentbildenden Stromkomponente  $I_{q,set}$  wird erhöht. Bei 110s überschreitet  $I_{q,set}$  die aus der Betriebsstrategie abgeleitete Schwelle von 700 A, woraufhin der Optimierungsalgorithmus für  $L_{emf}$  gestartet wird. Mit dem neuen Wert für  $L_{emf}$  steigt  $u_{emk,obs}$  und  $I_{q,set}$  wird bis unter die Schwelle 700 A reduziert. Daraufhin wird der Optimierungsalgorithmus für  $L_{emf}$  wieder angehalten. Dies wiederholt sich bei 150s. Zum Zeitpunkt 180s ist die Schwächung der Magnete bereits soweit fortgeschritten, dass stets ein Strom von  $> 700 \text{ A}$  zur Erreichung des Soll-Drehmoments benötigt wird. Die Nachführung von  $L_{emf}$  bleibt aktiv. Während der gesamten Messung bleibt das Drehmoment  $M$  trotz Änderung von  $L_{emf}$  und Rotortemperatur konstant. Die zur Kompensation erforderliche Erhöhung von  $I_{q,set}$  beträgt in etwa 8%. Die Vernachlässigung der EMK-Konstante bei der Bestimmung des Sollstroms hätte einen Abfall des Drehmoments um diesen Anteil zur Folge gehabt.

## 4.5 Systemleistung

Im vorherigen Abschnitt wurden die Regelschleifen getrennt voneinander betrachtet. Auf den folgenden Seiten wird die sensorlose Regelung mit Wechselrichter und Maschine als integriertes Antriebssystem geprüft. Dieses wird an Kriterien gemessen, wie sie bei der Auswahl eines Antriebskonzepts für eine spezifische Anwendung üblich sind.

### 4.5.1 Stationärer Betrieb

In Abb. 4.14 sind stationär aufgenommene Messwerte des Drehmoments zusammen mit den mittleren Schaltfrequenzen im kompletten Betriebsbereich zu sehen. Dieser umfasst das Drehzahlband von Stillstand bis  $10.000 \text{ min}^{-1}$  und Drehmomente von  $\pm 80 \text{ Nm}$ . Aus der Zwischenkreisspannung von  $300 \text{ V}$  resultiert mit der Windungszahl vier (siehe Tab. 1.1) eine Eckdrehzahl von  $4.000 \text{ min}^{-1}$  und eine maximale mechanische Leistung von etwa  $34 \text{ kW}$  im Feldschwächbetrieb. Der sensorlosen Regelung werden Sollwerte für das Drehmoment im  $10 \text{ Nm}$ -Raster vorgegeben. Die Prüfmaschine fährt ein Stufenprofil mit Schritten von  $250 \text{ min}^{-1}$  und  $500 \text{ min}^{-1}$  ab.



**Abbildung 4.14:** Stationäres Betriebskennfeld mit mittleren Schaltfrequenzen

Abweichungen von den Soll-Drehmomenten sind nahe Stillstand zu erkennen. Hervorgerufen werden diese durch die starke Drehzahlabhängigkeit des Schleppmoments bei kleinen Drehzahlen, die von der kalibrierten Tabelle lediglich in begrenzter Auflösung wiedergegeben wird. Bei höheren Drehzahlen fallen die Abweichungen deutlich geringer aus. Die Regelung zeigt im kompletten Betriebsbereich einwandfreies Verhalten.

Die Messwerte des Drehmoments zeigen einen fließenden Übergang zwischen Injektions- und EMK-Verfahren. Es ist jedoch zu erwähnen, dass die Werte in Abb. 4.14 mit Abkühlpausen und somit bei näherungsweise konstanter Rotortemperatur aufgenommen wurden. Der Temperatureinfluss wird zwar im EMK-Verfahren kompensiert, nicht jedoch im Injektionsverfahren. Daher kann es bei hoher Rotortemperatur zu einer Stufe im Drehmoment um wenige Prozentpunkte beim Übergang zwischen den Betriebsmodi kommen. Weiterführende Arbeiten zur Temperaturkompensation auch im Injektionsverfahren sind wünschenswert.

Die Anforderung aus Abschnitt 1.5, mit der sensorlosen Regelung den kompletten Betriebsbereich der Maschine abzudecken, wird erfüllt.

## 4.5.2 Dynamischer Betrieb

### 4.5.2.1 Drehmoment

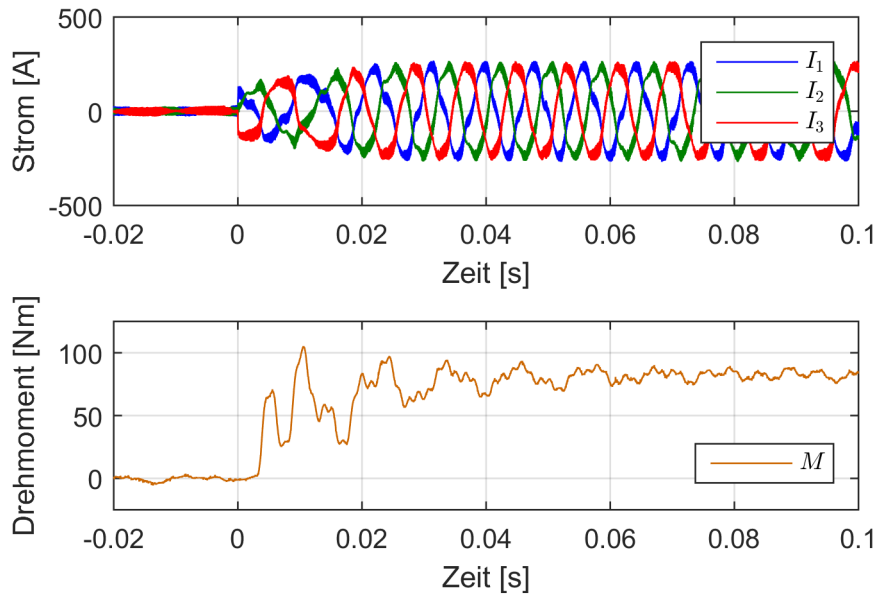
Die Abbildungen 4.15 und 4.16 zeigen Sprunganregungen des Soll-Drehmoments  $M_{set}$  von 0 Nm auf 80 Nm im Injektions- und EMK-Verfahren. Der Stromanstieg wird durch ein Führungsfilter begrenzt. Bis 50 % des Nennstroms wird die Stromamplitude sofort erhöht, darüber mit einer Rampe über 25 ms begrenzt. Bei der Stromgrundwelle, die in Abb. 4.15 bereits vor Aufschalten des Drehmoments sichtbar ist, handelt es sich um die feldschwächende Stromkomponente, die von der Betriebsstrategie vorgegeben wird.

Bis die Messwelle einen Anstieg des Drehmoments erfährt, kommt es zu einer Verzögerung von etwa 7 ms. Dies entspricht der Zeit, die benötigt wird, um die Flanken der Zahnwelle im Rotor anzulegen und um den Zahnriemen zu spannen. Der Strang wird zu mechanischen Schwingungen angeregt. Die sensorgeführten Referenzmessungen im Anhang in Abb. D.1 und D.2 zeigen nahezu identische Drehmomentverläufe. Die Schwingungen werden somit nicht vom sensorlos bestimmten Winkelsignal verursacht. Das maximale Drehmoment wird nach etwa 30 ms erreicht. Der mittlere Gradient der Drehmomentrampe beträgt etwa 2.700 Nm/s. Dieser Wert sollte vielen potentiellen Anwendungen der TFM gerecht werden und erfüllt die entsprechende Anforderung in Abschnitt 1.5.

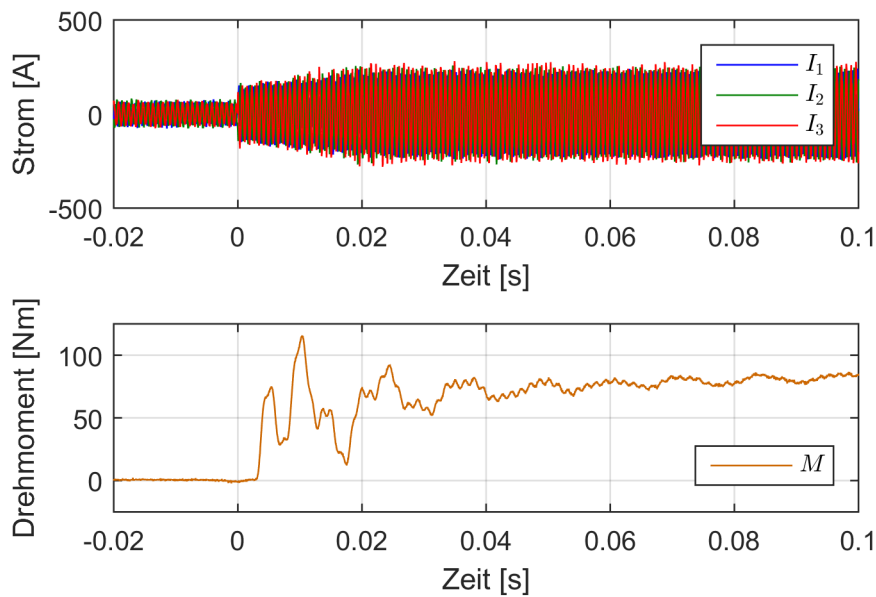
Theoretisch benötigt der Hystereseregler kein Führungsfilter, um ein Überschwingen trotz höchster Dynamik zu vermeiden. Der Gradient des Luftspaltmoments ist lediglich durch Statorinduktivität und Zwischenkreisspannung limitiert. Hierdurch angeregte Abweichungen zwischen beobachteten und gemessenen Strömen können jedoch nicht ausgeglichen werden, da deren Dynamik die Bandbreite der Stromsensorik übersteigt. Dies kann ein Überschwingen der Ströme in der Maschine hervorrufen, welches die Überstromabschaltung des Wechselrichters auslöst. Ein weiteres Argument für den Einsatz eines Führungsfilters ist die Begrenzung der mechanischen Schwingungen, deren hohe Drehzahlgradienten in der sensorlosen Winkelbestimmung nachzuführen sind.

### 4.5.2.2 Drehzahl

Die Drehzahlrampen in Abb. 4.17 werden von der Prüfmaschine eingeregelt. Jede Messung umfasst je eine Trajektorie mit positiven und negativen Drehzahlgradienten. Das Soll-Drehmoment beträgt während der Messung konstant 80 Nm. Der Versatz der aufgenomme-



**Abbildung 4.15:** Drehmoment-Sprunganregung bei  $n = 100 \text{ min}^{-1}$



**Abbildung 4.16:** Drehmoment-Sprunganregung bei  $n = 2.000 \text{ min}^{-1}$

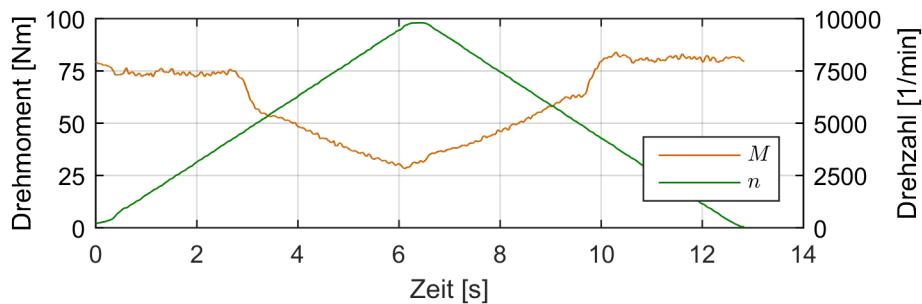
nen Drehmomentverläufe in positiver und negativer Trajektorie spiegelt das Trägheitsmoment der rotierenden Teile wieder.

In der Messung a) wird ein Gradient von  $dn/dt = 1.600 \text{ min}^{-1}/\text{s}$  gefahren. In der Anwendung eines Traktionsantriebs entspricht dies einem dynamischen Beschleunigungsvorgang von etwa  $24 \text{ (km/h)/s}$  mit dem Fahrzeugmodell aus Tabelle E.1 im Anhang. Im Prüfprogramm wird konstant beschleunigt und die maximale Drehzahl nach etwa 6s erreicht. Im Grunddrehzahlbereich bis  $4.000 \text{ min}^{-1}$  bleibt das Drehmoment nahezu konstant. Kurz nach

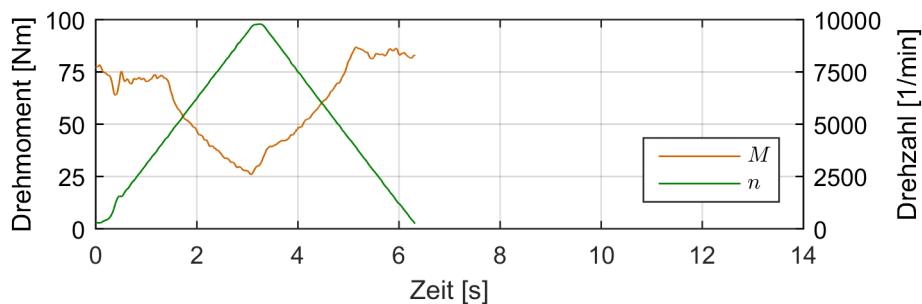
Überschreitung der Eckdrehzahl sackt das Drehmoment leicht ab, was eine Schwingung im Feldschwächalgorithmus vermuten lässt. Der Drehmomentverlauf in der negativen Trajektorie verhält sich analog.

Die zwei weiteren Messungen b) und c) werden bei  $dn/dt = 3.200 \text{ min}^{-1}/\text{s}$  und  $dn/dt = 4.800 \text{ min}^{-1}/\text{s}$  durchgeführt. Gradienten dieser Größenordnung sind in Starter-Generator-Anwendungen denkbar. Je nach Anwendung kann die Mindestanforderung jedoch auch deutlich höher sein. Der Drehzahlverlauf weicht zu Beginn der positiven Trajektorie von der vorgegebenen Rampenfunktion ab. Der Drehzahlregler der Prüfmaschine begrenzt die Dynamik. An der Umschaltung zur EMK-Auswertung kommt es in beiden Messungen zu Schwingungen im Antriebsstrang. Die Dynamik des EMK-Verfahrens limitiert den maximalen Drehzahlgradienten. Höhere Gradienten führen in diesem Arbeitspunkt zur Instabilität der sensorlosen Winkelerfassung. Die optionale Anforderung von  $20.000 \text{ min}^{-1}/\text{s}$  für Rennsportanwendungen wird nicht erfüllt. In der negativen Trajektorie ist keinerlei

a)  $dn/dt = 1600 \text{ min}^{-1}/\text{s}$ :



b)  $dn/dt = 3200 \text{ min}^{-1}/\text{s}$ :



c)  $dn/dt = 4800 \text{ min}^{-1}/\text{s}$ :

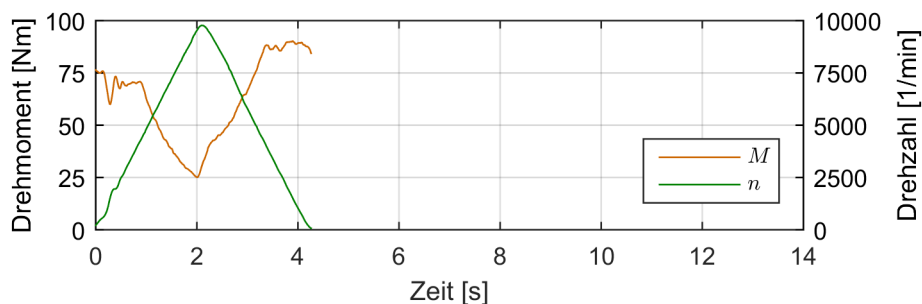


Abbildung 4.17: Dynamische Drehzahlrampen

Einbruch des Drehmoments zu erkennen. Die hohe Dynamik des Injektionsverfahrens gewährleistet ein rasches Ausregeln der Strukturumschaltung.

### 4.5.3 Fahrzyklus eines Traktionsantriebs

Mit den bisherigen Ergebnissen konnte bereits die Erfüllung der Anforderungen für den Serieneinsatz aus Abschnitt 1.5 nachgewiesen werden. Um die Praxistauglichkeit der Regelung zu demonstrieren, wird der Anwendungsfall eines Traktionsantriebs am Prüfstand nachgestellt.

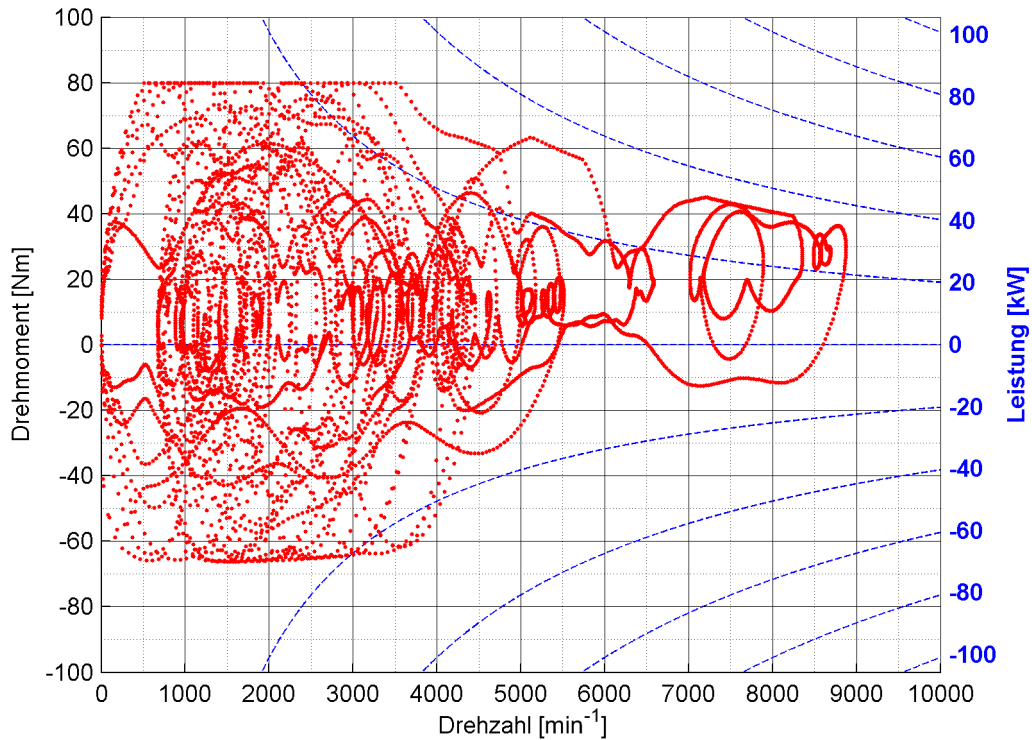
Zur Verbrauchs- und Emissionsbestimmung von Fahrzeugen werden standardisierte Fahrprofile herangezogen. Entsprechende Angaben beziehen sich in Europa auf den „neuen europäischen Fahrzyklus“ (NEFZ) / "New European Driving Cycle“ (NEDC). In den kommenden Jahren wird der Zyklus vom „Worldwide Harmonized Light Duty Test Procedure“ (WLTP) abgelöst. Der WLTP zeichnet sich gegenüber dem NECD durch eine höhere Durchschnittsgeschwindigkeit, höhere Dynamik, kürzere Stillstandszeiten und längere Zyklusdauer aus. Abgedeckt wird das volle Spektrum von Stadt- bis Autobahnfahrten. Daher wird der WLTP für die Zyklusmessung ausgewählt.

Aus den Daten des WLTP Fahrprofils, das aus Zeit- und Geschwindigkeitsvektoren besteht, werden mit einem Fahrzeugmodell Vektoren für Zeit, Drehzahl und Drehmoment abgeleitet. Die Berechnungen sind im Anhang E zu finden. Die Eckpunkte des WLTP sind zusammen mit denen zweier Varianten in Tab. 4.1 eingetragen. Die Spitzenwerte der Drehmomente im WLTP liegen außerhalb des Betriebsbereichs. In Variante A werden diese auf erreichbare Werte begrenzt. Um den dynamischen Anforderungen beim Betrieb an der Schlupfgrenze der Antriebsräder gerecht zu werden, wird die Variante B erstellt. Deren Datenvektoren entsprechen denen von Variante A. Der Zeitvektor ist jedoch um den Faktor 10 gestaucht. Das Drehzahlprofil wird vom Regler der Prüfmaschine geregelt, das Profil des Drehmoments von der sensorlosen Regelung. Abb. 4.18 zeigt die angefahrenen Arbeitspunkte. Zwischen den Punkten wird linear interpoliert. Der Vollständigkeit halber wird das Antriebssystem auch mit den Fahrzyklen NEDC, FTP und 1015–Mode vermessen. Deren Trajektorien sind im Anhang in den Abbildungen E.1-E.3 dargestellt.

Im Verlauf der Messungen stellen sich verschiedenste thermische Arbeitspunkte in der Maschine ein. Insbesondere während dem Abschnitt der Autobahnfahrt treten in der Maschine Temperaturen nahe den Grenzwerten auf, die sich auf die Maschinenparameter auswirken.

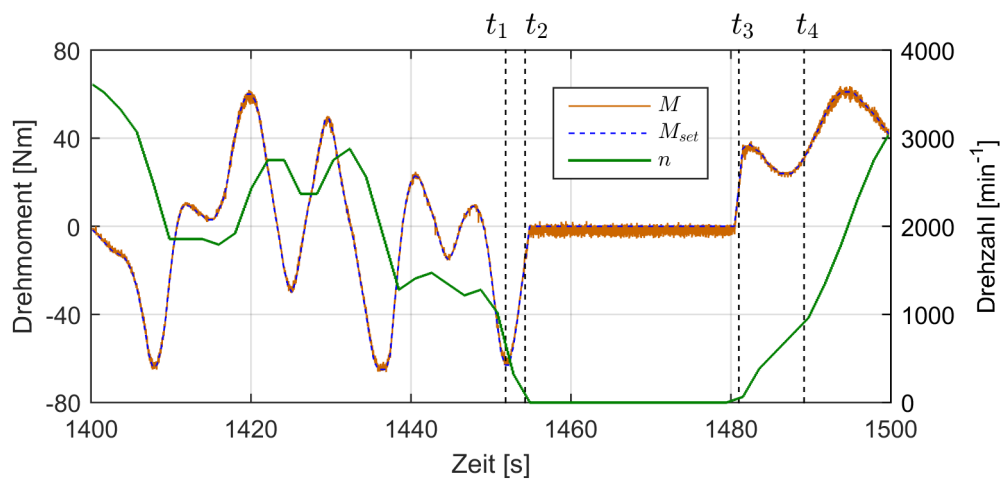
**Tabelle 4.1:** Eckdaten der Varianten des WLTP

	WLTP	Variante A	Variante B
Dauer	30 min	30 min	3 min
Drehzahlbereich	0 .. 8.876 min <sup>-1</sup>	0 .. 8.876 min <sup>-1</sup>	0 .. 8.876 min <sup>-1</sup>
Drehmomentbereich	-66 .. 100 Nm	-66 .. 80 Nm	-66 .. 80 Nm
Max. Drehzahlgradient	596 min <sup>-1</sup> /s	596 min <sup>-1</sup> /s	5.964 min <sup>-1</sup> /s
Max. Drehmomentgradient	216 Nm/s	216 Nm/s	2.156 Nm/s



**Abbildung 4.18:** Trajektorie des WLTP-Zyklus im begrenzten Betriebsbereich

Zwischen den verschiedenen Abschnitten wird der Antrieb mehrmals bis in den Stillstand abgebremst und wieder beschleunigt. Abb. 4.19 zeigt einen entsprechenden Ausschnitt aus den Messdaten von Variante A. Dabei erfolgen an den markierten Zeitpunkten  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  und  $t_4$  Umschaltungen zwischen den verschiedenen Regelalgorithmen. Vor  $t_1$  und erneut ab  $t_4$  sind die grundwellenbasierten Verfahren aktiv. Die Umschaltungen an diesen Zeit-



**Abbildung 4.19:** Ausschnitt der WLTP-Prüfstandsergebnisse (Variante A)

punkten werden durch das Unter- und Überscheitern von Drehzahlschwellen ausgelöst. Im von  $t_1$  und  $t_4$  eingeschlossenen Bereich erfolgt aktive Signalinjektion. Aufgrund des zum Rekuperieren angeforderten hohen Drehmoments wird das Trägersignal von  $t_1$  bis  $t_2$  in d/q-Richtung eingeprägt. Ab  $t_2$  wird in den Algorithmus für Leerlauf umgeschaltet. Die Injektion erfolgt in d-Richtung. Zum Anfahren mit mittlerem Drehmoment wird erneut der d/q-Injektionsvektor aktiviert. Das gemessene Drehmoment verläuft auch an den Übergängen ruhig und gleichmäßig. In der Stillstandsphase ist im Drehmomentsignal ein Rauschen zu erkennen. Der Drehzahlregler der Prüfmaschine hält den Aufbau auch bei der Drehzahlvorgabe  $n = 0 \text{ min}^{-1}$  nicht komplett an sondern dreht die Maschine mit etwa  $n = 10 \text{ min}^{-1}$ . Das Rastmoment wird dabei als Rauschen auf dem Messsignal  $M$  sichtbar.

Während des Zyklus kommen sämtliche Regelalgorithmen zu Einsatz. In einer Vielzahl von Durchläufen erzielt die sensorlose Regelung zusammen mit der TFM DYNAX wiederholt stabile Ergebnisse.



---

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

---

Mit dem Förderprogramm „Serienflexible Technologien für elektrische Antriebe von Fahrzeugen“ des Bundesministeriums für Bildung und Forschung (BMBF) sollen Schlüsseltechnologien und Kompetenzen für die Gestaltung des zukünftigen Individualverkehrs - Elektromobilität - gestärkt werden. Im Rahmen dieses Programms wurde das Verbundprojekt „Großserientaugliches Herstellverfahren für neuartige elektrische Axialflussmotoren“ GroAx, initiiert von Compact Dynamics GmbH, unterstützt. Der Schwerpunkt des Verbundprojekts lag auf der Optimierung der Maschine DYNAX hinsichtlich fertigungstechnischer Belange in der Serienproduktion. Um die Stückkosten zu senken, sollte bei der Pollageerfassung auf den Winkelsensor verzichtet und stattdessen ein sensorloses Regelungsverfahren eingesetzt werden. Als Verbundpartner bearbeitete die Hochschule Landshut das zugehörige Arbeitspaket „Sensorlose Regelung der Axialflussmaschine“ (SeRAX) in Kooperation mit der Technischen Universität München. Im Rahmen dieser Aktivitäten entstand die vorliegende Arbeit.

Die serientaugliche Konstruktion der Maschine DYNAX wurde erst durch die Verwendung von „Soft Magnetic Compounds“ (SMC) ermöglicht. Die komplexe Geometrie des Stators mit Klauenpolen kann aus SMC mit wenigen Arbeitsschritten realisiert werden. Mit der dreidimensionalen Flussführung ist die permanent erregte Maschine der Gruppe der Transversalflussmaschinen (TFM) zuzuordnen. Der Aufbau der Maschine wurde detailliert vorgestellt und bildet die Grundlage für die entwickelten Modelle und Regelalgorithmen. Kernthema bei der Reglerentwicklung war die sensorlose Bestimmung des Rotorwinkels in Kombination mit einem prädiktiven Hysteresestromregler.

Die Modellierung der Regelstrecke stellte die Grundlage der Reglerentwicklung dar. Zunächst wurde ein analytischer Ansatz mit der Transformation der Differentialgleichungen und der Bestimmung der transformierten Parameter verfolgt. Anhand dieses Ansatzes wurde gezeigt, dass sich die TFM mit dem erweiterten Grundwellenmodell von permanent erregten Synchronmaschinen (PMSM) beschreiben lässt. Folglich lassen sich auch grundwellenbasierte Algorithmen zur sensorlosen Winkelbestimmung, wie sie für PMSM Stand der Technik sind, auf die Maschine übertragen. Die Winkelbestimmung im Stillstand ist mit diesen Verfahren prinzipbedingt nicht möglich. Injektionsbasierte Verfahren, die auch im Stillstand anwendbar sind, basieren auf Anisotropien im Magnetkreis. Dieser unterscheidet sich bei der TFM grundlegend von dem in einer PMSM, da kein überlagerter Hauptfluss und somit kein rotierender Feldvektor existiert. Erschwerend kommt hinzu, dass die magnetischen Anisotropien, auf denen Injektionsverfahren basieren, in der TFM DYNAX ausschließlich sättigungsbedingt sind. Die Modellierung der Sättigungseffekte war auf rein analytischer Ebene nur bedingt möglich, da sich hier die nichtlinearen und stark ausgeprägten Streufelder im Scheibenaufbau der Maschine massiv auswirken.

Um die nichtlinearen Sättigungseigenschaften sowie den markanten Einfluss der Streufelder mit ausreichender Genauigkeit darzustellen, wurde ein neues analytisches Modell mit elektromagnetischem Ersatzschaltbild entworfen. In diesem wird die dreidimensionale Statorgeometrie in Elemente unterteilt, deren magnetische Flüsse sowohl über Netzwerkgleichungen untereinander als auch über Differentialgleichungen mit den Phasenströmen gekoppelt sind. Abgebildet werden neben den Effekten von Sättigung und Streufeldern auch Randeffekte wie Hysterese, Wirbelströme und Stromverdrängung. Durch die geringe Anzahl an Elementen ist das Modell um Größenordnungen schneller zu berechnen als dreidimensionale Simulationen auf Basis der Finite Elemente Methode (FEM). Dabei bildet das Modell sämtliche für grundwellen- und anisotropiebasierte sensorlose Regelungsverfahren relevanten Eigenschaften der Maschine ab und kann in transienten Simulationen zur Reglerentwicklung verwendet werden. Der Abgleich des Modells erfolgte anhand im Labor durchgeführter Messreihen. Eine Validierung grundlegender Charakteristika war mit den Ergebnissen des analytischen Ansatzes möglich. Simulationen zur Bestimmung der transformierten Induktivitätsparameter, die für Algorithmen zur injektionsbasierten Winkelbestimmung wichtige Kenngrößen darstellen, bildeten die Basis für das weitere Vorgehen. So zeigte sich, dass die aus der Literatur bekannten Injektionsverfahren lediglich im Leerlauf angewendet werden können. Mit gleichen Werten der Induktivitätsparameter von Längs- und Querachse im Teillastbetrieb und starken Kreuzinduktivitäten bei Vollast wurde deutlich, dass für diese Arbeitspunkte neue Verfahren gefunden werden mussten.

Das Maschinenmodell wurde in Voruntersuchungen mit einer Reihe von Injektionsvektoren simuliert. Es zeigte sich, dass in allen Arbeitspunkten winkelabhängige Signale existieren. Die Signalstärke ist abhängig vom Arbeitspunkt und insbesondere im Leerlauf relativ schwach. Zur Auswertung der Winkelinformation wurde ein Beobachter entworfen, der den Scheibenaufbau der TFM abbildet und in der programmierbaren Logik (FPGA) der Controllerplatine implementiert wurde. Die beobachteten Ströme dienen als Referenz für die Messdaten der Stromsensoren. So ist es möglich, nicht nur auf die Differenz der Längs- und Querinduktivitäten zu regeln, sondern auch auf deren Absolutwerte. Das neue Injektionsverfahren ermöglicht es den Rotorwinkel auch im Teillastbereich mit identischen Werten für Längs- und Querinduktivität zu bestimmen. Die großen Kreuzinduktivitäten unter Vollast werden vom Beobachter kompensiert.

Grundwellenverfahren berechnen oftmals die Phasenlage der elektromotorischen Kraft (EMK) zur Ausrichtung des Winkelsystems. Der Beobachter gibt neben dem Kleinsignal auch das Grundwellenverhalten der TFM wieder. Ein Vergleich der beobachteten Grundwellenkomponenten mit den gemessenen Strömen ersetzt die explizite Berechnung der EMK. Die Erweiterung der sensorlosen Winkelbestimmung um die Auswertung der Grundwellenkomponenten konnte mit geringem Zusatzaufwand implementiert werden.

Weitere Synergien ergaben sich bei der Kombination des Beobachters mit einer Hysterese-stromregelung. Die Stromregelschleife kann auf nahezu verzögerungsfreie Stromdaten und Maschinenparameter, wie die Gegenspannungen, zugreifen. Dies erlaubte die Verwendung eines prädiktiven Hystereseverfahrens. Dessen Vorteile sind die einfache Implementierung bei geringem Ressourcenverbrauch im FPGA und gleichzeitig hochdynamischen Regelergebnissen. Stationäre Genauigkeit und ein Algorithmus für den Betrieb im Feldschwächbereich wurde in einer übergeordneten Regelschleife realisiert.

Bei der Verwendung eines Hysteresestromreglers zusammen mit Algorithmen zur sensorlosen Winkelerfassung sind einige Besonderheiten zu beachten. So kann zur Signalinjektion kein konstanter höherfrequenter Spannungsvektor eingepägt werden. Stattdessen wird ein höherfrequenter Stromvektor, der auf die Sollkurven des Hysteresereglers moduliert ist, eingepägt. Die zu stellenden Ausgangsspannungen werden in Hysteresereglern direkt aus den Abweichungen von Soll- zu Istströmen bestimmt. Der Zwischenschritt über geregelte Spannungskomponenten, die zur Signalinjektion moduliert werden, entfällt. Untersuchungen an zwei Verfahren, dem raumzeigerbasierten und dem prädiktiven Hystereseregler, ergaben, dass sich die variable Schaltfrequenz negativ auf die sensorlose Winkelerfassung auswirkt. Die nichtlinearen Einflüsse der Leistungselektronik treten ungleichmäßig auf. Dies ist ungünstig für deren Kompensation. Ein neuer zeitsynchroner Hystereseregler, basierend auf der prädiktiven Variante, wurde vorgestellt. Dieser ist zur Einprägung von höherfrequenten Trägersignalen besser geeignet als die bekannten Hystereseregelungsverfahren.

Im mittleren und oberen Drehzahlbereich wird mit der EMK-basierten Winkelerfassung der prädiktive Hystereseregler verwendet. Eine Stabilisierung der mittleren Schaltfrequenz erfolgte auf Basis der beobachteten Stromgradienten.

Ein Nachteil von Beobachterstrukturen ist der oft hohe Kalibrierungsaufwand der Streckenparameter. Mit Blick auf Serienanwendungen wird dieser minimiert. Kennfelder, die das Kleinsignalverhalten des Stators wiedergeben, werden vollautomatisch kalibriert. Regelschleifen zur Nachführung von Rotorfluss, Kommutierung an den Leistungsschaltern, EMK-Konstante und Grundwelleninduktivität verringern signifikant die Anzahl an zu kalibrierenden Parametern und erhöhen zudem die Robustheit der Winkelbestimmung. Temperatur- und Alterungseinflüsse werden in weiten Teilen kompensiert.

Abschließend wurden am Prüfstand aufgenommene Messdaten zentraler Signalverläufe, stationäre- und dynamische Systemleistung sowie die Ergebnisse eines praxisnahen Fahrprofils von Traktionsantrieben diskutiert.

Die Projektergebnisse lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Die sensorlose Regelung der TFM DYNAX ist ohne Einschränkung des spezifizierten Drehzahl- und Drehmomentbereichs möglich.
- Die gleichen Längs- und Querinduktivitäten erfordern ein neues Injektionsverfahren.
- Der Magnetkreis der TFM kann mit einem Beobachter abgebildet werden.
- Die Kombination von sensorloser Winkelbestimmung und Hysteresestromregler ist zur Kompensation von statorfesten Anisotropien vorteilhaft.
- Die Abtastfrequenz des Hysteresereglers wirkt sich massiv auf die Qualität der Signaleinprägung aus. Mit der Implementierung im FPGA sind ausreichend hohe Abtastfrequenzen erreichbar.
- Durch verschiedene Parameternachführungen lässt sich der Kalibrierungsaufwand der Beobachterstruktur minimieren und gleichzeitig die Robustheit gegenüber Parameterdrift erhöhen.

- Die implementierte Regelung arbeitet zuverlässig und robust im kompletten Betriebsbereich.

Mit dem Erreichen der Projektziele wurde der Einsatzbereich des Antriebssystems DYNAX erweitert und die Leistungsfähigkeit von sensorloser Winkelbestimmung in Kombination mit Hysteresestromregelung demonstriert. Um auch höheren Anforderungen an die Drehzahldynamik, wie sie typischerweise in Rennsportanwendungen gestellt werden, gerecht zu werden, sind zwei Ansätze zu untersuchen. Die primäre Maßnahme ist eine Optimierung der EMK-basierten Winkelbestimmung. Alternativ ist die Drehzahlschwelle zur Umschaltung in das EMK-Verfahren zu erhöhen. Hierbei muss der Algorithmus der Signalinjektion um eine Drehzahlkompensation erweitert werden.

In weiteren Arbeiten sind noch Messungen zur Analyse und Bewertung des akustischen Verhaltens sowie des Drehmomentrippels durchzuführen. Die Ergebnisse sind anhand von Automotive-Normen zu evaluieren. Dabei ist zu berücksichtigen, dass in redundant ausgeführten Antriebssystemen die Anforderungen an die sekundäre Winkelerfassung meist geringer sind und das vorgestellte Konzept somit auch bei Nichterfüllung einzelner Kriterien als Rückfallebene in Betracht gezogen werden kann.

Als eine der ersten praktischen Anwendungen bietet sich der Einsatz in einem Range-Extender oder als Starter-Generator an. Die definierten Trajektorien beim Start des Verbrennungsmotors reduzieren den Aufwand für die anwendungsspezifische Optimierung. Ebenfalls vielversprechend ist die Applizierung an einem Traktionsantrieb.

Für Anwendungen, bei denen auch im unteren Drehzahlbereich sehr hohe Anforderungen an den Drehmomentrippel gestellt werden, ist die sensorlose Regelung der TFM eher ungeeignet. Für signifikant bessere Ergebnisse ist die rotorfeste Anisotropie im Verhältnis zu den Störeinflüssen zu klein. Des Weiteren erschwert das unruhige sensorlos bestimmte Drehzahlsignal einen drehzahlgeregelten Betrieb nahe Stillstand. Ähnliches gilt für eine Positionsregelung des Rotorwinkels. Daher zählen zu den ungeeigneten Anwendungen beispielsweise Servoantriebe in Werkzeugmaschinen.

Zur Qualifizierung für den Serieneinsatz ist die Validierung der Ergebnisse an mehreren baugleichen Maschinen und die Untersuchung des Einflusses von fertigungsbedingter Parameterstreuung durchzuführen. Basierend auf diesen Daten kann der Umfang der stück- und typabhängigen Kalibrierung festgelegt und die Einsparung der Systemkosten durch Einsatz der vorgestellten sensorlosen Regelungsverfahren beziffert werden.

---

# A Liste der Symbole und Abkürzungen

---

GroAx	Großserientaugliches Herstellverfahren für neuartige elektrische Axialflussmotoren
SeRAx	Sensorlose Regelung des Axialflussmotors
BMBF	Bundesministerium für Bildung und Forschung
PTKA	Projektträger Karlsruhe
FEM	Finite Elemente Methode
EMK	Elektromotorische Kraft
TFM	Transversalflussmaschine
AFM	Axialflussmaschine
PWM	Pulse Width Modulation
PMSM	Permanenterregte Synchronmaschine
CPU	Central Processing Unit
FPGA	Field Programmable Gate Array
ASIC	Application-Specific Integrated Circuit
PLL	Phase Locked Loop
WLTP	Worldwide Harmonized Light-Duty Vehicles Test Procedure
NECD	New European Driving Cycle
FTP	Federal Test Procedure

---

Symbol	Einheit	Bedeutung
-		Gleichanteil von Strömen/Spannungen
~		Wechselanteil von Strömen/Spannungen
$d$		Differentialoperator
$\partial$		Partieller Differentialoperator
$j$		Imaginäre Einheit
$e$		Eulersche Zahl
$t$	[s]	Zeit
$T_d$	[s]	Totzeit der Strommessung
$i$		Index Phase
$a_1, a_2$		Koeffizienten
$trig$		Triggersignal
$F$	[]	Formfaktor im Modell der Nutquerflüsse
$f$	[Hz]	Frequenz

Symbol	Einheit	Bedeutung
$\tilde{f}$	[Hz]	Integratorausgang des Winkel-PLL
$\omega$	[rad/s]	Kreisfrequenz
$\omega_c$	[rad/s]	Kreisfrequenz Trägersignal
$\gamma$	[rad]	Rotorwinkel
$\tilde{\gamma}$	[rad]	Beobachteter Rotorwinkel
$\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$	[rad]	Rotorwinkel der Phasenscheiben
$\Omega$	[rad]	Winkel
$\varepsilon$	[rad]	Winkelfehler
$\varphi_c$	[rad]	Winkel des Injektionssignals
$\angle -\Delta\vec{I}_1$		Winkelsektor des Stromfehlervektors
$\angle' -\Delta\vec{I}_1$		Winkelsektor des Stromfehlervektors, evaluiert
$\angle U_1^{\vec{S}^*}$		Winkelsektor der Gegenspannung
$p$		Polpaarzahl
$N$		Windungszahl
$N_p$		Windungszahl Primärwicklung
$N_s$		Windungszahl Sekundärwicklung
$l$	[m]	Eisenweglänge
$A$	[m <sup>2</sup> ]	Eisenquerschnitt
$n$	[min <sup>-1</sup> ]	Drehzahl
$n_N$	[min <sup>-1</sup> ]	Nenndrehzahl
$n_{max}$	[min <sup>-1</sup> ]	Maximaldrehzahl
$B$	[T]	Flussdichte
$B_{lin}$	[T]	Flussdichte linear
$B_{sim}$	[T]	Flussdichte simuliert
$B_{mess}$	[T]	Flussdichte gemessen
$H$	[A/m]	Feldstärke (auch Toleranzband des Hysteresereglers)
$M$		Magnetisierung (auch Drehmoment)
$M_{lin}$	[A/m]	Magnetisierung linear
$M_u$		Magnetisierung Hüllkurve aufsteigend
$M_d$		Magnetisierung Hüllkurve absteigend
$\mu$	[H/m]	Permeabilität
$\mu_0$	[H/m]	Permeabilitätskonstante
$\mu_r$	[H/m]	Relative Permeabilität
$R_m$	[A/(V s)]	Magnetischer Widerstand
$P_N$	[W]	Nennleistung
$P_D$	[W]	Dauerleistung

Symbol	Einheit	Bedeutung
$P_V$	[W]	Verlustleistung
$P_{fe}$	[W]	Eisenverlustleistung
$P_h$	[W]	Hystereseverlustleistung
$P_e$	[W]	Wirbelstromverlustleistung
$P_{1,1}, P_{1,2}, P_{1,3}$	[W]	Ohm'sche Verlustleistungen Teilströme Phase 1
$P_{2,1}, P_{2,2}, P_{2,3}$	[W]	Ohm'sche Verlustleistungen Teilströme Phase 2
$P_{3,1}, P_{3,2}, P_{3,3}$	[W]	Ohm'sche Verlustleistungen Teilströme Phase 3
$\Phi$	[Wb]	Magnetischer Fluss
$\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3$	[Wb]	Magnetischer Fluss der Permanentmagnete
$\Phi_d, \Phi_q$	[Wb]	Magnetischer Fluss der Permanentmagnete in d- und q-Richtung
$\Phi_{1,1}$	[Wb]	Magnetischer Fluss in den Statorclauen Phase 1
$\Phi_{2,1}$	[Wb]	Magnetischer Fluss in den Statorclauen Phase 2
$\Phi_{3,1}$	[Wb]	Magnetischer Fluss in den Statorclauen Phase 3
$\Phi_{1,2}, \Phi_{1,3}$	[Wb]	Magnetische Nutquerflüsse Phase 1
$\Phi_{2,2}, \Phi_{2,3}$	[Wb]	Magnetische Nutquerflüsse Phase 2
$\Phi_{3,2}, \Phi_{3,3}$	[Wb]	Magnetische Nutquerflüsse Phase 3
$\Psi$	[Wb]	Flussverkettung
$\Psi_1, \Psi_2, \Psi_3$	[Wb]	Flussverkettungen in den Phasenscheiben
$\Psi_d, \Psi_q$	[Wb]	Flussverkettungskomponenten in d- und q-Richtung
$\Theta$	[A]	Magnetische Durchflutung
$\Theta_1, \Theta_2, \Theta_3$	[A]	Durchflutungen in den Phasenscheiben
$\Theta_d, \Theta_q$	[A]	Durchflutungskomponenten in d- und q-Richtung
$\Theta_{d,obs}, \Theta_{q,obs}$	[A]	Beobachtete Durchflutungskomponenten
$\Theta_{1,PM}, \Theta_{2,PM}, \Theta_{3,PM}$	[A]	Ersatzdurchflutungsquellen im Beobachter
$\Theta_{PM,obs}$	[A]	Amplitude der Ersatzdurchflutungsquellen
$\vec{i}$	[A]	Stromsignalvektor
$\vec{u}$	[V]	Spannungssignalvektor
$U$	[V]	Spannung
$U_{sim}$	[V]	Spannung simuliert
$U_{mess}$	[V]	Spannung gemessen
$U_1, U_2, U_3$	[V]	Strangspannungen
$U_{1,s}, U_{2,s}, U_{3,s}$	[V]	Strangspannungen der Grundwelle
$U_{31}, U_{21}$	[V]	Außenleiterspannungen
$U_0$	[V]	Sternpunktpotential
$U_{dc}$	[V]	Elektrische Zwischenkreisspannung
$U_{dc,mea}$	[V]	Elektrische Zwischenkreisspannung gemessen im ADC

Symbol	Einheit	Bedeutung
$U_{1,inv}, U_{2,inv}, U_{3,inv}$	[V]	Halbbrückenausgangsspannungen
$U_{1,inv,obs}, U_{2,inv,obs}$ $U_{3,inv,obs}$	[V]	Beobachtete Halbbrückenausgangsspannungen
$U_{1,R}, U_{2,R}, U_{3,R}$	[V]	Spannungsabfälle über Wicklungswiderständen
$U_d, U_q$	[V]	Elektrische Spannungskomponenten in d- und q-Richtung
$U_F$	[V]	Vorwärtsspannung Diode
$U_{CE,sat}$	[V]	Kollektor-Emitter-Spannung in Sättigung
$U_{1,fb}, U_{1,fb}$	[V]	Stellgrößen der P-Rückführungen
$U_{dc,mea}$	[V]	Gemessenes Zwischenkreisspannungssignal
$U_{1,L,obs}, U_{2,L,obs}$ $U_{3,L,obs}$	[V]	Beobachtete Spannungen an den Stranginduktivitäten
$U_{com}$	[V]	Beobachterparameter für Stromkommutierung
$U_{emf}$	[V]	Induzierte Spannungsamplitude (EMK)
$U_{emf,obs}$	[V]	Beobachtete induzierte Spannungsamplitude (EMK)
$U_{1,emf,obs}, U_{2,emf,obs}$ $U_{3,emf,obs}$	[V]	Beobachtete EMK in den Phasenscheiben
$u_{emf,obs}$	[V/Hz]	Beobachtete EMK-Konstante
$\vec{U}_{11}, \vec{U}_{12}, \vec{U}_{13}, \vec{U}_{14}$ $\vec{U}_{15}, \vec{U}_{16}, \vec{U}_{17}, \vec{U}_{18}$	[V]	Spannungsvektoren der B6-Brückenschaltung
$I$	[A]	Elektrischer Strom
$I_1, I_2, I_3$	[A]	Elektrischer Strangströme
$I_{1,1}, I_{1,2}, I_{1,3}$	[A]	Teilstrangströme Phase 1
$I_{2,1}, I_{2,2}, I_{2,3}$	[A]	Teilstrangströme Phase 2
$I_{3,1}, I_{3,2}, I_{3,3}$	[A]	Teilstrangströme Phase 3
$I_{1,e}, I_{2,e}, I_{3,e}$	[A]	Wirbelströme
$I_d, I_q$	[A]	Elektrische Stromkomponenten in d- und q-Richtung
$I_{1,obs,adc}, I_{2,obs,adc}$	[A]	Beobachtete Stromsignale nach Bandbreitenbe- grenzung
$I_{3,obs,adc}$		
$I_{1,obs}, I_{2,obs}, I_{3,obs}$	[A]	Beobachtete Phasenstromsignale
$I_{1,mea}, I_{2,mea}, I_{3,mea}$	[A]	Gemessene Phasenstromsignale
$I_{d,obs}, I_{q,obs}$	[A]	Beobachtete transformierte Ströme
$I_{d,mea}, I_{q,mea}$	[A]	Gemessene transformierte Ströme
$I_{d,set}, I_{q,set}$	[A]	Sollstromkomponenten der unterlagerten Stromregelschleife
$I_{d,set,fw}, I_{q,set,fw}$	[A]	Sollstromkomponenten der überlagerten Strom- regelschleife
$I_{d,set,c}, I_{q,set,c}$	[A]	Sollanregungskomponenten
$\vec{I}_{set,c}$	[A]	Sollanregungsvektor
$\vec{I}_1^S$	[A]	Iststromvektor des prädiktiven Hystereseregler



Symbol	Einheit	Bedeutung
$\vec{I}_1^*$	[A]	Sollstromvektor des prädiktiven Hysterese-reglers
$-\Delta\vec{I}_1$	[A]	Fehlervektor des prädiktiven Hysterese-reglers
$dI_1, dI_2, dI_3$	[A]	Regelabweichungen des prädiktiven Hysterese-reglers
$\Delta I_q$	[A]	Beobachterabweichung der q-Stromkomponente
$I_{amp}$	[A]	Amplitude der Stromgrundwelle
$R$	[ $\Omega$ ]	Ohm'scher Widerstand
$R_{sim}$	[ $\Omega$ ]	Ohm'scher Widerstand simuliert
$R_{mess}$	[ $\Omega$ ]	Ohm'scher Widerstand gemessen
$R_1, R_2, R_3$	[ $\Omega$ ]	Ohm'sche Strangwiderstände
$R_{qq}, R_{dd}$	[ $\Omega$ ]	Ohm'sche Hauptwiderstände
$R_{dq}, R_{dq}$	[ $\Omega$ ]	Ohm'sche Kreuzwiderstände
$R_{cu}$	[ $\Omega$ ]	Ohm'scher Strangwiderstände Parameter
$R_{eddy}$	[ $\Omega$ ]	Ohm'scher Wirbelstromwiderstand Parameter
$R_F$	[ $\Omega$ ]	Ohm'scher Widerstand Diode
$R_{CE}$	[ $\Omega$ ]	Ohm'scher Widerstand Kollektor-Emitter
$L$	[H]	Induktivität
$L_{sim}$	[H]	Induktivität aus Simulation
$L_{mess}$	[H]	Induktivität aus Messdaten
$L_s$	[H]	Stranginduktivität
$L_1, L_2, L_3$	[H]	Stranginduktivitäten
$L_{1,obs}, L_{2,obs}, L_{3,obs}$	[H]	Beobachtete Stranginduktivitäten
$L_{1,tab}, L_{2,tab}, L_{3,tab}$	[H]	Stützwerte der beobachteten Stranginduktivitäten
$\bar{L}$	[H]	Mittelwert aller Induktivitätsstützwerte
$L_{emf}$	[H]	Beobachtete Stranginduktivität im EMK-Verfahren
$L_{qq}, L_{dd}$	[H]	Hauptinduktivitäten der Grundwelle
$L_{dq}, L_{dq}$	[H]	Kreuzinduktivitäten der Grundwelle
$l_{qq}, l_{dd}$	[H]	Hauptinduktivitäten des Injektionssignals
$l_{dq}, l_{dq}$	[H]	Kreuzinduktivitäten des Injektionssignals
$F_L$	[N]	Lorenzkraft
$v$	[m/s]	Geschwindigkeit
$q$	[C]	Elektrische Ladung
$M$	[Nm]	Drehmoment (auch Magnetisierung)
$M_N$	[Nm]	Nenndrehmoment
$M_{Mi}$	[Nm]	Luftspaltnmoment
$M_{drag}$	[Nm]	Schleppmoment

Symbol	Einheit	Bedeutung
$z_1(t), z_2(t), z_3(t)$		Allgemeine Zeitfunktionen
$\alpha, \beta$		Achsenbezeichnung des stehenden Koordinatensystems
$d, q$		Achsenbezeichnung des rotierenden Koordinatensystems
$\underline{z}_s$		Raumzeiger im $\alpha\beta$ -System
$\underline{z}_\alpha$		Realteil von $\underline{z}_s$
$\underline{z}_\beta$		Imaginärteil von $\underline{z}_s$
$\underline{z}_r$		Raumzeiger im dq-System
$\underline{z}_d$		Realteil von $\underline{z}_r$
$\underline{z}_q$		Imaginärteil von $\underline{z}_r$
$T$		dq-Transformationsmatrix ohne Nullsystem
$T_0$		dq-Transformationsmatrix mit Nullsystem
$z_0$		Allgemeine Nullsystemkomponente
$T(\alpha, \beta), F$		Zwischengrößen im Preisachmodell
$PWM_1, PWM_2, PWM_3$		Logikpegel Halbbrücken
$G_1, G_3, G_5$		Logikpegel Highside-Schalter
$G_2, G_4, G_6$		Logikpegel Lowside-Schalter
$e_1, e_2, e_3$		Indizes zur Interpolation
$n_1, n_2, n_3$		der Beobachterinduktivitäten
$a_{e,1}, a_{e,2}, a_{e,3}$		Gewichtungsfaktoren zur Interpolation
$a_{n,1}, a_{n,2}, a_{n,3}$		der Beobachterinduktivitäten
$h$	[A]	Parameter der adaptiven Hysteresebestimmung
$H$	[A]	Toleranzband des Hysteresereglers (auch Feldstärke)
$\Delta H$	[A]	Hysteresebreite zwischen erster und zweiter Schwelle
$PLL_{in}$	[A]	PLL-Fehlersignal
$PLL_{in,d}$	[A]	PLL-Fehlersignal bei Signalinjektion im Leerlauf
$PLL_{in,dq}$	[A]	PLL-Fehlersignal bei Signalinjektion unter Last
$PLL_{in,emf}$	[A]	PLL-Fehlersignal ohne Signalinjektion
$k_{pfb}$	[V/A]	Proportionale Verstärkung der P-Rückführschleifen
$k_{ifb}$	[V/(A s)]	Integrale Verstärkung der P-Rückführschleifen
$k_{pPLL}$	[V/A]	Proportionale Verstärkung des PLL's
$k_{iPLL}$	[V/(A s)]	Integrale Verstärkung des PLL's
$k_{iL}$	[V/(A s)]	Integrale Verstärkung des Kalibrierprogramms

---

## B Entwicklungsumgebung

---

MATLAB Entwicklungsumgebung:

Zur Erstellung und Simulation von Maschinenmodell und Regelalgorithmen inkl. Erweiterungen zur Erzeugung von C- und VHDL-Code.

» ver

-----  
MATLAB Version: 8.1.0.604 (R2013a)  
MATLAB License Number: xxxxxx  
Operating System: Microsoft Windows 7 Version 6.1 (Build 7601: Service Pack 1)  
Java Version: Java 1.6.0\_17-b04 with Sun Microsystems Inc.  
Java HotSpot(TM) 64-Bit Server VM mixed mode  
-----

MATLAB	Version 8.1	(R2013a)
Simulink	Version 8.1	(R2013a)
Computer Vision System Toolbox	Version 5.2	(R2013a)
Control System Toolbox	Version 9.5	(R2013a)
DSP System Toolbox	Version 8.4	(R2013a)
Data Acquisition Toolbox	Version 3.3	(R2013a)
Embedded Coder	Version 6.4	(R2013a)
Fixed-Point Designer	Version 4.0	(R2013a)
Fuzzy Logic Toolbox	Version 2.2.17	(R2013a)
Global Optimization Toolbox	Version 3.2.3	(R2013a)
Image Acquisition Toolbox	Version 4.5	(R2013a)
Image Processing Toolbox	Version 8.2	(R2013a)
MATLAB Coder	Version 2.4	(R2013a)
MATLAB Compiler	Version 4.18.1	(R2013a)
Neural Network Toolbox	Version 8.0.1	(R2013a)
Optimization Toolbox	Version 6.3	(R2013a)
Signal Processing Toolbox	Version 6.19	(R2013a)
SimBiology	Version 4.3	(R2013a)
SimPowerSystems	Version 5.8	(R2013a)
Simscape	Version 3.9	(R2013a)
Simulink Coder	Version 8.4	(R2013a)
Simulink Control Design	Version 3.7	(R2013a)
Simulink Verification and Validation	Version 3.5	(R2013a)

Stateflow	Version 8.1	(R2013a)
Statistics Toolbox	Version 8.2	(R2013a)
Symbolic Math Toolbox	Version 5.10	(R2013a)
Synphony Model Compiler	Version I-2014.03M	PRODUCTION
xPC Target	Version 5.4	(R2013a)

Die Abbildungen in der vorliegenden Arbeit wurden teilweise mit der Version R2015a erzeugt.

#### FPGA Entwicklungsumgebung:

Zur Konfiguration des FPGA-Designs, Logiksynthese und Flashen des FPGAs.

- Libero SoC 11.3
- Synopsys Synplify Microsemi Edition I-2013.09M-SP1
- Actel FlashPro v9.1

Software zur Kommunikation zwischen PC und Wechselrichter am Prüfstand:

- Vector Canape 7.0 (Konfiguration XCP over Ethernet)

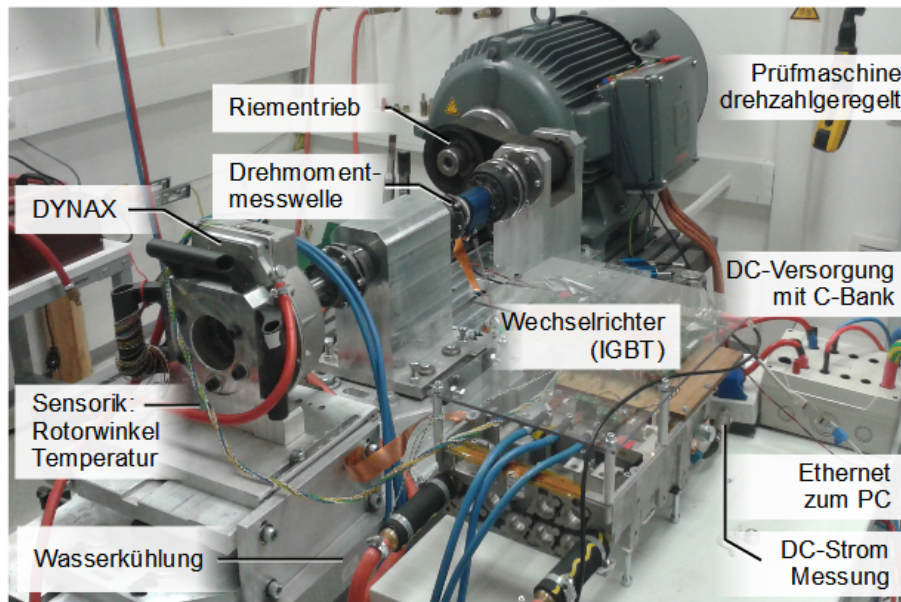
---

## C Prüfstands Aufbau

---

**Tabelle C.1:** Technische Daten des Prüfaufbaus

Prüfmaschine	Hersteller	ATB Loher
	Name	ANLA-250ME-02A
	Typ	Asynchron
	Nennleistung	55 kW
	Nennmoment	160 Nm
Riementrieb	Untersetzung	2:1
	Riemen	HTD-800 8M CXP
Kupplungen	3x Federpaket Zahnwelle	
Drehmomentmesswelle	Hersteller	Lorenz
	Bezeichnung	DR-2112



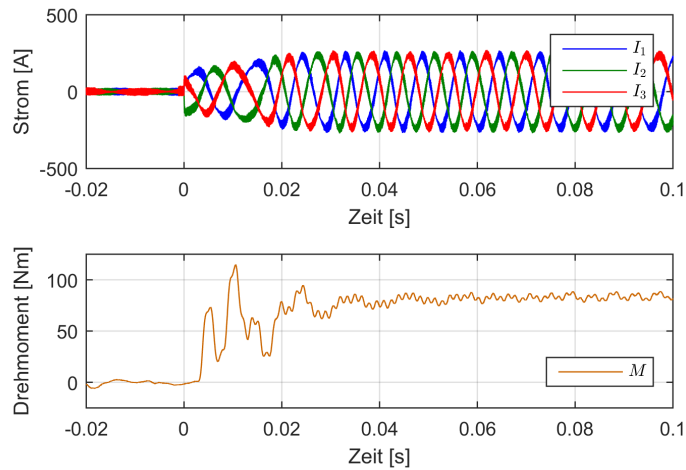
**Abbildung C.1:** Prüfstands Aufbau zur Vermessung der sensorlosen Regelung



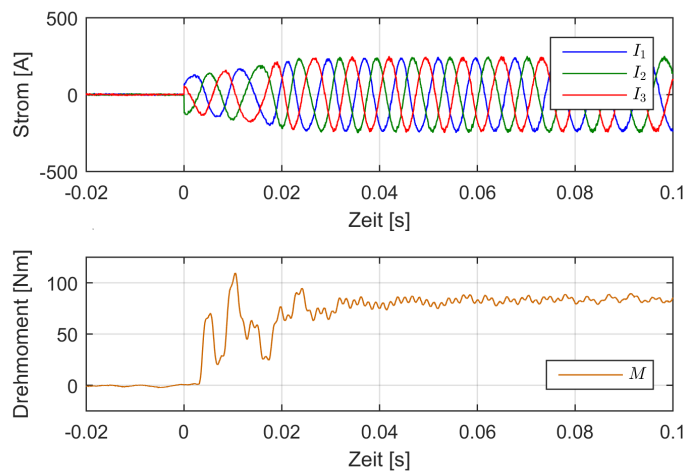
---

# D Sensorgeführte Referenzmessungen

---



**Abbildung D.1:** Sensorgeführte Referenzmessung zu Abb. 4.15 mit Testsignal, Drehmoment-Stufenanregung bei  $2000 \text{ min}^{-1}$



**Abbildung D.2:** Sensorgeführte Referenzmessung zu Abb. 4.15 ohne Testsignal, Drehmoment-Stufenanregung bei  $2000 \text{ min}^{-1}$





---

# E Berechnung der Fahrzyklus-Trajektorien

---

Die Berechnungen und Parameter zu den Fahrzyklen stammen aus Lehrunterlagen von Prof. Dr. Kleimaier an der Hochschule für angewandte Wissenschaften Landshut.

Fahrzyklen bestehen aus Zeit- und Geschwindigkeitsvektoren. Aus dem Geschwindigkeitsverlauf  $v(t)$  wird die Beschleunigung  $a(t)$  des Fahrzeugs gewonnen:

$$a(t) = d v(t)/dt \quad (\text{E.1})$$

**Tabelle E.1:** Umgebungs- und Fahrzeugdaten (Audi A4 B5) der Fahrzyklen

Luftdichte	$\rho_{Luft}$	$1,25 \text{ kg/m}^3$
Erdbeschleunigung	$g$	$9,81 \text{ m/s}^2$
Fahrzeuggewicht	$M_{fzg}$	$1300 \text{ kg}$
Radius Rad	$R_{rad}$	$0,314 \text{ m}$
Rollwiderstandskoeffizient $v^0$	$fr_0$	$0,012$
Rollwiderstandskoeffizient $v^1$	$fr_1$	$0,001$
Rollwiderstandskoeffizient $v^4$	$fr_4$	$0,001$
cw-Wert	$cw$	$0,32$
Querspanfläche	$A_{qs}$	$1,94 \text{ m}^2$
Getriebeuntersetzung	$g_i$	$8$
Getriebewirkungsgrad	$g_\eta$	$0,97$

Es folgt die Berechnung der statischen Antriebsleistung:

$$\omega = v/(3,6 R_{rad}) \quad (\text{E.2})$$

$$P_{Luft} = 0,5 R_{rad}^3 cw A_{qs} \rho_{Luft} \omega^3 \quad (\text{E.3})$$

$$P_{Roll} = M_{fzg} g R_{rad} (fr_0 + fr_1 v/100 + fr_4 (v/100)^4) \omega \quad (\text{E.4})$$

$$P_{stat} = P_{Roll} + P_{Luft} \quad (\text{E.5})$$

der dynamischen Antriebsleistung:

$$P_{dyn} = M_{fzg} a v/3,6 \quad (\text{E.6})$$

sowie der Radleistung:

$$P_{rad} = P_{stat} + P_{dyn} \quad . \quad (E.7)$$

Je nach Flussrichtung der Energie (Beschleunigen/Bremsen) wird der Getriebewirkungsgrad  $\eta$  berücksichtigt.

$$P_a = (P_{rad} / g\eta) \quad (P_{rad} \geq 0) \quad (E.8)$$

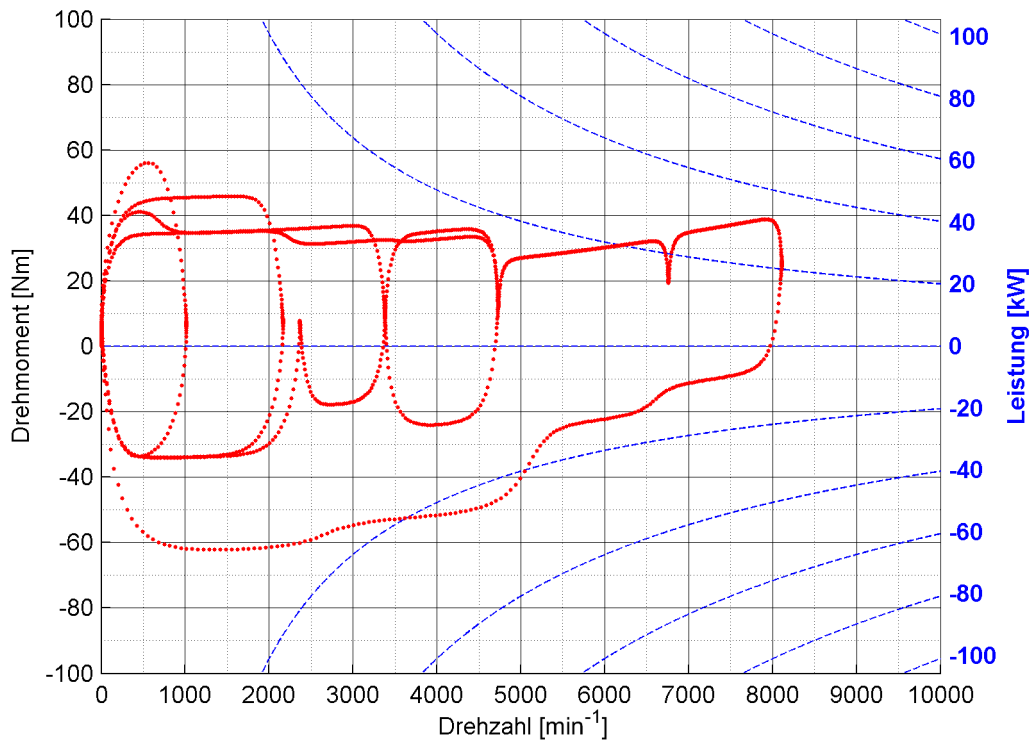
$$P_b = (P_{rad} g\eta) \quad (P_{rad} < 0) \quad (E.9)$$

$$P = P_a + P_b \quad (E.10)$$

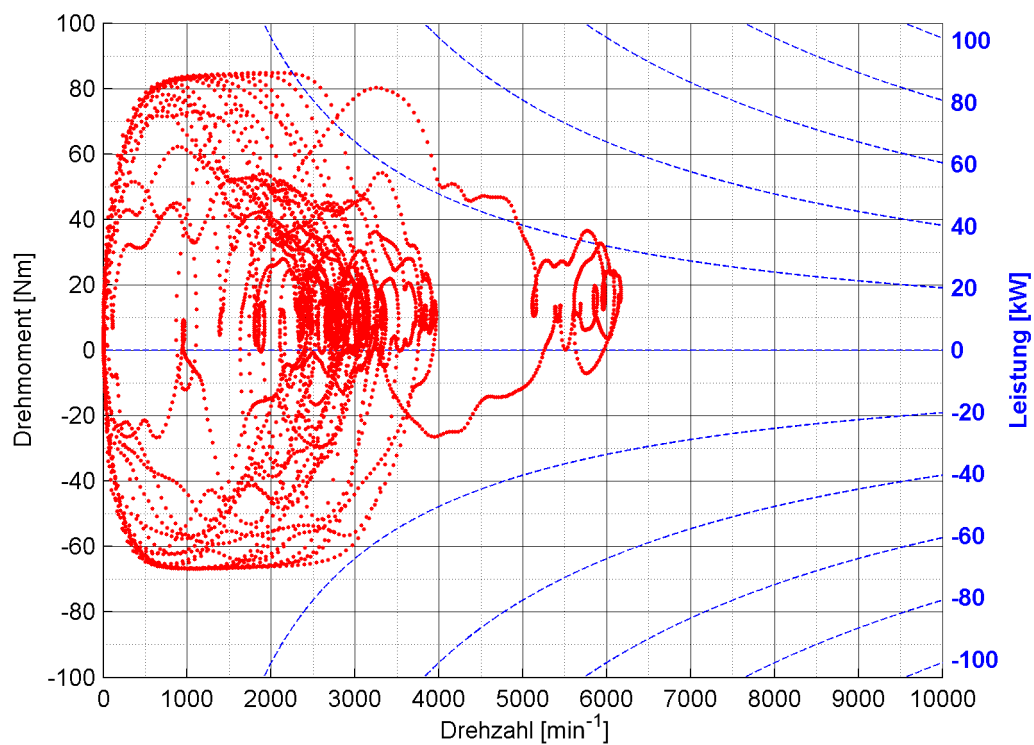
Aus der von der Maschine zu erbringenden Leistung  $P$  wird das Solldrehmoment  $M_{set}$  ermittelt. Die zugehörige Drehzahl  $N_{set}$  wird an die Drehzahlregelung der Prüfmaschine übergeben.

$$N_{set} [min^{-1}] = \omega g_i 30 / \pi \quad (E.11)$$

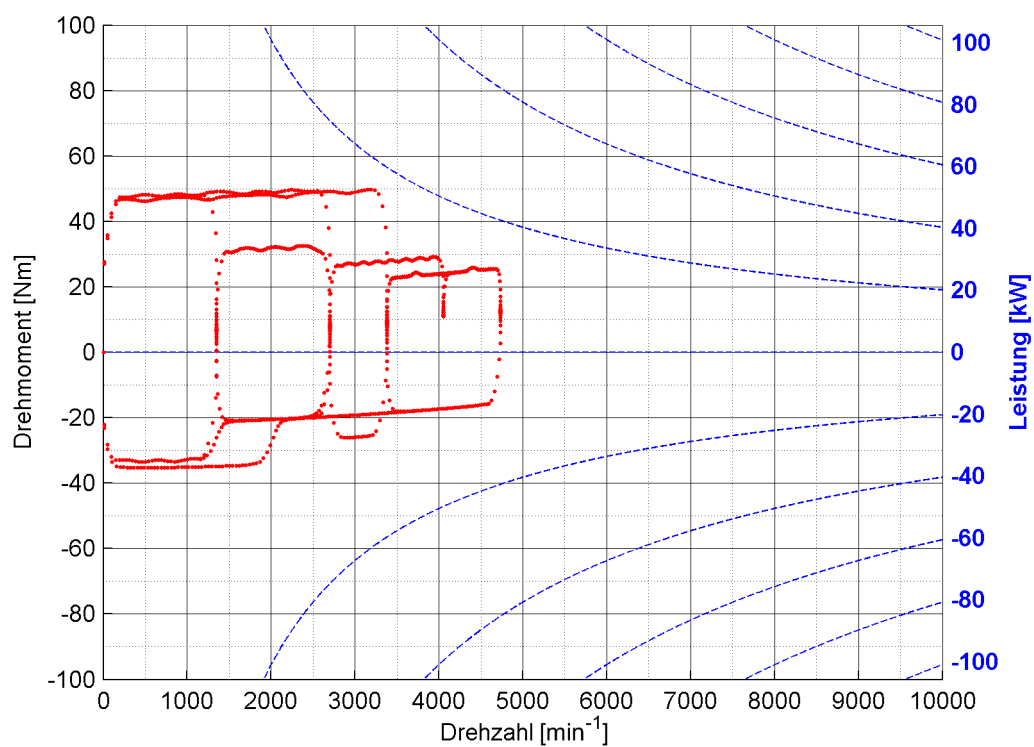
$$M_{set} = P / (\omega g_i) \quad (E.12)$$



**Abbildung E.1:** Trajektorie des NEDC-Zyklus



**Abbildung E.2:** Trajektorie des FTP-Zyklus



**Abbildung E.3:** Trajektorie des 1015-Zyklus



---

# Literaturverzeichnis

---

- [AJC<sup>+</sup>08] AHN, H. ; JANG, G. ; CHANG, J. ; CHUNG, S. ; KANG, D.: Reduction of the torque ripple and magnetic force of a rotatory two-phase transverse flux machine using herringbone teeth. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 44 (2008), Nov., Nr. 11
- [APBB08] ANDREESCU, G-D. ; PITIC, C.I. ; BLAABJERG, F. ; BOLDEA, I.: Combined flux observer with signal injection enhancement for wide speed range sensorless direct torque control of IPMSM drives. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 23 (2008), Nr. 2
- [Bie12] BIELA, J.: *Skriptum zur Vorlesung Wirbelstromverluste in Wicklungen induktiver Bauelemente*. 2012
- [BK14a] BAUER, J. ; KLEIMAIER, A.: Modeling a transversal flux machine representing effects relevant for sensorless control. In: *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, 2014, S. 564 – 570
- [BK14b] BAUER, J. ; KLEIMAIER, A.: Observer based sensorless predictive hysteresis control of a transverse flux machine. In: *17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, IEEE, 2014, S. 752 – 757
- [BK14c] BAUER, J. ; KLEIMAIER, A.: Sensorless observer based hysteresis control of a transverse flux machine at low speed. In: *4th International Electric Drives Production Conference and Exhibition (EDPC)*, IEEE, 2014
- [Bos90] BOSE, B.K.: An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 37 (1990), Nr. 5
- [BRO09] BASERRAH, S. ; RIXEN, K. ; ORLIK, B.: Transverse flux machines with distributed windings for in-wheel applications. In: *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, IEEE, 2009, S. 102 – 108
- [Bun11] BUNDESMINISTERIUM FÜR BILDUNG UND FORSCHUNG: *Bekanntmachung des Bundesministeriums für Bildung und Forschung von Richtlinien über die Förderung zum Themenfeld SSerienflexible Technologien für elektrische Antriebe von Fahrzeugen*". Website, 2011. – Online erhältlich unter <https://www.bmbf.de/foerderungen/bekanntmachung.php?B=631>; abgerufen am 21. Oktober 2015.

- [Bun14] BUNDESMINISTERIUM FÜR UMWELT, NATURSCHUTZ UND REAKTORSI-  
CHERHEIT (BMU): *Erneuerbar mobil - Marktfähige Lösungen für ei-  
ne klimafreundliche Elektromobilität*. Website, 2014. – Online erhält-  
lich unter [http://www.erneuerbar-mobil.de/de/mediathek/dateien/  
broschuere-erneuerbar-mobil-2014-dt.pdf](http://www.erneuerbar-mobil.de/de/mediathek/dateien/broschuere-erneuerbar-mobil-2014-dt.pdf); abgerufen am 21. Oktober  
2015.
- [CLK11] CORDIER, J. ; LANDSMANN, P. ; KENNEL, R.: The influence of magnetic hys-  
teresis on HF injection based inductance calculation. In: *Energy Conversion  
Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, 2011, S. 638 – 645
- [Com12] COMPACT DYNAMICS GMBH MIT PROJEKTPARTNERN: *Rahmenplan zum  
Förderprojekt GroAx*. 2012
- [Cor14] CORE WRITING TEAM; PACHAURI, R.K.; MEYER, L.A. (EDS.): *Climate  
Change 2014: Synthesis Report. Contribution of Working Groups I, II and  
III to the Fifth Assessment Report of the Intergovernmental Panel on Climate  
Change*. 2014
- [CTG08] CHENG, J. ; TU, X. ; GU, C.: Experimental research on new-type of Transverse  
Flux Permanent Magnet Machine for electric vehicle. In: *International Con-  
ference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, IEEE, 2008, S. 3220 –  
3223
- [DHS12] DELARBRE, P. ; HOLZMANN, E. ; SCHOPPA, A.: PMS500 - a modern soft ma-  
gnetic composite material for electric machines. In: *International Conference  
on Magnetism and Metallurgy (WMM)*, 2012, S. 326 – 334
- [Die13] DIE BUNDESREGIERUNG: *Deutschlands Zukunft gestalten - Koalitionsver-  
trag zwischen CDU, CSU und SPD - 18. Legislaturperiode*. Website, 2013. –  
Online erhältlich unter [http://www.bundesregierung.de/Content/DE/  
StatischeSeiten/Breg/koalitionsvertrag-inhaltsverzeichnis.  
html](http://www.bundesregierung.de/Content/DE/StatischeSeiten/Breg/koalitionsvertrag-inhaltsverzeichnis.html); abgerufen am 21. Oktober 2015.
- [DJS12] DOST, P. ; JARZABEK, S.R. ; SOURKOUNIS, C.: Novel hysteresis controller  
based on a rotating coordinate system with direct d and q constraint. In: *38th  
Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, IEEE,  
2012, S. 2360 – 2365
- [Dop15] DOPPELBAUER, Martin: Elektrische Antriebe für hybride und vollelektrische  
Fahrzeuge, Teil 1. In: *ETG-Mitgliederinformation* (2015), Juli, Nr. 2, S. 39 –  
42
- [EMGF08] EL-MURR, G. ; GIAOURIS, D. ; FINCH, J.W.: Universal PLL strategy for sen-  
sorless speed and position estimation of PMSM. In: *IEEE Region 10 and the  
Third international Conference on Industrial and Information Systems (ICIS)*,  
IEEE, 2008, S. 1 – 6

- [Fes11] FESSLER, R.R.: *Assessment of Motor Technologies for Traction Drives of Hybrid and Electric Vehicles*. 2011
- [Fis13] FISCHER, H.-M.: *Spannungsklassen in der Elektromobilität*. ZVEI - Zentralverband Elektrotechnik und Elektronikindustrie e. V. Kompetenzzentrum Elektromobilität, 2013
- [FP96] FRENCH, C. ; P., Acarnley: Control of permanent magnet motor drives using a new position estimation technique. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 32 (1996), Nr. 5
- [GSP11] GÄRTNER, M. ; SEIBOLD, P. ; PARSPOUR, N.: Laminated circumferential transverse flux machines - lamination concept and applicability to electrical vehicles. In: *International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, IEEE, 2011, S. 831 – 837
- [GTEK11] GUNDOGAN TURKER, C. ; ERFAN KUYUMCU, F.: Determining of the magnetic characteristics of the E-core transverse flux machine based on neural network. In: *International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA)*, IEEE, 2011, S. 217 – 222
- [GTEK15] GUNDOGAN TURKER, C. ; ERFAN KUYUMCU, F.: Rotor position estimation strategy using artificial neural network for a novel design transverse flux machine. In: *Journal of Electrical Engineering & Technology* (2015)
- [GZW<sup>+</sup>03] GOU, Y.G. ; ZHU, J.G. ; WATTERSON, P.A. ; HOLLIDAY, W.M. ; WU, W.: Improved design and performance analysis of a claw pole permanent magnet SMC motor with sensorless brushless DC drive. In: *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, IEEE, 2003, S. 704 – 709 Vol.1
- [HFLH11] HEROLD, Thomas ; FRANCK, David ; LANGE, Enno ; HAMEYER, Kay: Extension of a D-Q model of a permanent magnet excited synchronous machine by including saturation, cross-coupling and slotting effects. In: *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International*, IEEE, 2011, S. 1363 – 1367
- [Hög02] HÖGER, W.: *Skriptum zu Vorlesung Elektrische Maschinen und Antriebe Grundlagen*. 2002
- [Hög13] HÖGANÄS AB: *Somaloy Technology – Compact, light and cost-efficient solutions*. 2013. – Online erhältlich unter [https://www.hoganas.com/globalassets/media/sharepoint-documents/BrochuresanddatasheetsAllDocuments/Somaloy\\_Technology.pdf](https://www.hoganas.com/globalassets/media/sharepoint-documents/BrochuresanddatasheetsAllDocuments/Somaloy_Technology.pdf); abgerufen am 24. Oktober 2015.
- [HK10] HAMMEL, W. ; KENNEL, R.: Position Sensorless Control of PMSM by Synchronous Injection and Demodulation of Alternating Carrier Voltage. In: *Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, IEEE, 2010, S. 56 – 63

- [HNS91] HAYANO, S. ; NAMIKI, M. ; SAITO, Y.: A magnetization model for computational magnetodynamics. In: *Journal of Applied Physics* 69 (1991), Nr. 4614
- [Hud14] HUDOFFSKY, Boris: *Berührungslose Messung schnell veränderlicher Ströme*, Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Universität Stuttgart, Diss., 2014
- [ISM12] INOUE, S. ; SHIMOMURA, S. ; MORIMOTO, M.: Loss evaluation on induction machines made with soft magnetic composite. In: *15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, IEEE, 2012, S. 1 – 6
- [ITK05] IYER, R.V. ; TAN, X. ; KRISHNAPRASAD, P.S.: Approximate inversion of the Preisach hysteresis operator with application to control of smart actuators. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 50 (2005), Nr. 6
- [JFE] JFE STEEL CORPORATION: *Super Core – Electrical steel sheets for high-frequency application*. Website, . – Online erhältlich unter <http://www.jfe-steel.co.jp/en/products/electrical/catalog/flg-001.pdf>; abgerufen am 27. Oktober 2015.
- [KBK15] KENNEL, R. ; BAUER, J. ; KLEIMAIER, A.: Sensorless observer based hysteresis control of a transverse flux machine at full speed range. In: *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, IEEE, 2015
- [KH11] KLEIMAIER, A. ; HOFFMANN, B.: The newly developed axial flux motor "Dynax Control and operation in automotive power trains. In: *International Exhibition & Conference for Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality (PCIM)*, 2011
- [KXB13] KAIYUAN, Lu ; XIAO, Lei ; BLAABJERG, F.: Artificial Inductance Concept to Compensate Nonlinear Inductance Effects in the Back EMF-Based Sensorless Control Method for PMSM. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 28 (2013), Nr. 3
- [LCL13] LEE, C.H.T. ; CHAU, K.T. ; LIU, C.: Design and analysis of a DC field multi-tooth switched reluctance machine by using soft-magnetic-composite material. In: *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, IEEE, 2013, S. 1 – 6
- [LDDG08] LEMIEUX, P. ; DELMA, J. ; DUBOIS, M. ; GUTHRIE, R.: Soft magnetic composite with lamellar particles - application to the clawpole transverse-flux Machine with hybrid Stator. In: *18th International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, 2008, S. 1 – 6
- [LJK<sup>+</sup>12] LANDSMANN, P. ; JUNG, J. ; KRAMKOWSKI, M. ; STOLZE, P. ; PAULUS, D. ; KENNEL, R.: Lowering injection amplitude in sensorless control by means of current oversampling. In: *Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, IEEE, 2012, S. 1 – 6



- [LKH02] LINKE, M. ; KENNEL, R. ; HOLTZ, J.: Sensorless position control of Permanent Magnet Synchronous Machines without Limitation at Zero Speed. In: *28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, 2002, S. 674 – 679
- [LKH03] LINKE, M. ; KENNEL, R. ; HOLTZ, J.: Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection. In: *International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, IEEE, 2003, S. 410 – 415
- [LPSK10] LANDSMANN, P. ; PAULUS, D. ; STOLZE, P. ; KENNEL, R.: Saliency based encoderless predictive torque control without signal injection. In: *International Power Electronics Conference (IPEC)*, IEEE, 2010, S. 3029 – 3034
- [MAGS15] MOHAMAD, Koteich ; ABDELMALEK, Maloum ; GILLES, Duc ; SANDOU, Guillaume: Local Weak Observability Conditions of Sensorless AC Drives. In: *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, IEEE, 2015
- [Mit97] MITCHAM, A.J.: Transverse flux motors for electric propulsion of ships. In: *IEE Colloquium on New Topologies for Permanent Magnet Machines (Digest No: 1997/090)*, IET, 1997, S. 3/1 – 3/6
- [MKS12] MÜLLER, C. ; KALKMANN, B. ; SONTHEIM, J.: A Highly Innovated Transversal Flux Motor Design with Integrated Inverter. In: *2th International Electric Drives Production Conference and Exhibition (EDPC)*, IEEE, 2012, S. 1 – 6
- [Mor90] MORDEY, W. M.: *Electric Generator, Patent No.437 501*. 1890
- [MS05] MENDE, Dietmar ; SIMON, Günter: *Physik - Gleichungen und Tabellen*. 14. Auflage. München, Wien : Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag, 2005. – ISBN 3-446-22836-5
- [MTSL08] MEESSEN, K.J. ; THELIN, P. ; SOULARD, J. ; LOMONOVA, E.A.: Inductance Calculations of Permanent-Magnet Synchronous Machines Including Flux Change and Self- and Cross-Saturations. In: *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 44, No. 10 44 (2008), Nr. 10
- [Nuß10] NUSS, Uwe: *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*. VDE-Verlag, 2010. – ISBN 978-3-8007-3218-0
- [Per05] PERSSON, Jan: *Innovative standstill position detection combined with sensorless control of synchronous motors*, Institut de production et robotique, Section de Génie Électrique et Électronique, École polytechnique fédérale de Lausanne, Diss., 2005
- [PHB12] PAYNE, B.S. ; HUSBAND, S.M. ; BALL, A.D.: Development of condition monitoring techniques for a transverse Flux Motor. In: *International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, IET, 2012, S. 139 – 144

- [PJJM95] PERSSON, M. ; JANSSON, P. ; JACK, A.G. ; MECROW, B.C.: Soft magnetic composite materials - use for electrical machines. In: *Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives*, IET, 1995, S. 242 – 246
- [PKAS09] PATTERSON, G. ; KOSEKI, T. ; AOYAMA, Y. ; SAKO, K.: Simple modeling and prototype experiments for a new high-thrust, low-speed permanent magnet disk motor. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, IEEE, 2009, S. 1 – 6
- [PLK11] PAULUS, D. ; LANDSMANN, P. ; KENNEL, R.: Sensorless fieldoriented control for permanent magnet synchronous machines with an arbitrary injection scheme and direct angle calculation. In: *Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, IEEE, 2011, S. 41 – 46
- [PLK13] PAULUS, D. ; LANDSMANN, P. ; KENNEL, R.: General arbitrary injection approach for synchronous machines. In: *International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE)*, IEEE, 2013, S. 1 – 6
- [PO06] PARSPOUR, N. ; ORLIK, B.: Design of transverse flux machines using analytical and numerical computing methods. In: *6th International Conference on Computational Electromagnetics (CEM)*, VDE, 2006, S. 1 – 2
- [PSG10] PRZYBYLSKI, M. ; SLUSAREK, B. ; GROMEK, J.: Brushless DC motor with a bonded permanent magnet and powder magnetic core. In: *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, 2010, S. 1 – 4
- [PSLK10] PAULUS, D. ; STUMPER, J.-F. ; LANDSMANN, P. ; KENNEL, R.: Robust encoderless speed control of a synchronous machine by direct evaluation of the back-EMF angle without observer. In: *Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, IEEE, 2010, S. 8 – 13
- [PSN12] POMPERMAIER, C. ; SJÖBERG, L. ; NORD, G.: Design and optimization of a permanent magnet transverse flux machine. In: *XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, 2012, S. 606 – 611
- [RHHA11] REINAP, A. ; HAGSTEDT, D. ; HÖGMARK, C. ; ALAKÜLA, M.: Evaluation of a semi claw-Pole machine with SM<sup>2</sup>C core. In: *International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, IEEE, 2011, S. 248 – 253
- [Rob16] ROBERT M. DECONTO; DAVID POLLARD: Contribution of Antarctica to past and future sea-level rise. In: *Nature - International weekly journal of science* (2016), Nr. 531, S. 591–597
- [Ros11] ROSENBAUM, S.: *Entwurf elektromagnetischer Aktoren unter Berücksichtigung von Hysterese*, Universität Ilmenau, Diss., 2011
- [RR09] REKIOUA, D. ; REKIOUA, T.: DSP-controlled direct torque control of induction machines based on modulated hysteresis control. In: *International Conference on Microelectronics (ICM)*, IEEE, 2009, S. 378 – 381

- [Sch90] SCHROEDL, M.: Operation of the permanent magnet synchronous machine without a mechanical sensor. In: *Fourth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, IET, 1990, S. 51 – 56
- [Sch00] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe – Grundlagen 2. Auflage*. Springer Verlag, 2000
- [Sch07] SCHULZ, Gerd: *Regelungstechnik 1. 3. Auflage*. München : Oldenbourg Verlag München Wien, 2007. – ISBN 978–3–486–58317–5
- [Sch09] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen 3. Auflage*. Springer Verlag, 2009
- [Sch10] SCHRÖDER, D.: *Intelligente Verfahren – Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme*. Springer Verlag, 2010
- [Sch12] SCHUNK SINTERMETALLTECHNIK GMBH: *Schunk Sinter Metals Soft Magnetic Composites*. Website, 2012. – Online erhältlich unter [http://www.schunk-group.com/uploads/tx\\_rmsschunkttest/SST\\_Flyer\\_SMC\\_d\\_2012\\_05.pdf](http://www.schunk-group.com/uploads/tx_rmsschunkttest/SST_Flyer_SMC_d_2012_05.pdf); abgerufen am 24. Oktober 2015.
- [SD06] SLUSAREK, B. ; DLUGIEWICZ, L.: Powder magnetic materials - area of application. In: *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, IEEE, 2006, S. 368 – 373
- [SD14] SCHOPPA, A. ; DELARBRE, P.: Soft magnetic powder composites and potential applications in modern electric machines and devices. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 50 (2014), April, Nr. 4
- [SGSP12] SEIBOLD, P. ; GÄRTNER, M. ; SCHULLER, F. ; PARSPOUR, N.: Design of a transverse flux permanent magnet excited machine as a near-wheel motor for the use in electric vehicles. In: *XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, 2012, S. 2641 – 2646
- [SIIS11] SATO, S. ; IURA, H. ; IDE, K. ; SUL, S.K.: Three years of industrial experience with sensorless IPMSM drive based on high frequency injection method. In: *Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, IEEE, 2011, S. 74 – 79
- [SM09] SASAKI, Y. ; MORIMOTO, M.: The inverter drive loss of induction motor made by soft magnetic composite. In: *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, IEEE, 2009, S. 1425 – 1428
- [SNH90] SAITO, Y. ; NAMIKI, M. ; HAYANO, S.: A representation of magnetization characteristics and its application to the ferroresonance circuits. In: *Journal of Applied Physics* 67 (1990), Nr. 4738
- [SP14a] SEIBOLD, P. ; PARSPOUR, N.: Analytical computation method of transverse flux permanent magnet excited machines via nodal analysis. In: *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, 2014, S. 410 – 415

- [SP14b] SEILMEIER, M. ; PIEPENBREIER, B.: Impact of iron losses and parameter errors on back-EMF based sensorless control of PMSM. In: *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, IEEE, 2014, S. 634 – 640
- [SSBP14] SEIBOLD, P. ; SCHULLER, F. ; BEEZ, M. ; PARSPOUR, N.: Design and measurement of a laminated permanent magnet excited transverse flux machine for electrical vehicles. In: *4th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, IEEE, 2014, S. 1 – 6
- [STB<sup>+</sup>10] STRETE, L. ; TUTELEA, L. ; BOLDEA, I. ; MARTIS, C. ; VIOREL, I.-A.: Optimal design of a rotating transverse flux motor (TFM) with permanent magnets in rotor. In: *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, 2010, S. 1 – 6
- [SWP11] SEILMEIER, M. ; WOLZ, C. ; PIEPENBREIER, B.: Modelling and model based compensation of non-ideal characteristics of two-level voltage source inverters for drive control application. In: *1st International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, IEEE, 2011, S. 17 – 22
- [TM10] TSUCHIYA, N. ; MORIMOTO, M.: Iron loss characteristics of induction motor made of soft magnetic composite (SMC). In: *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, IEEE, 2010, S. 1337 – 1340
- [TXW<sup>+</sup>04] TODA, H. ; XIA, Z. ; WANG, J. ; ATALLAH, K. ; HOWE, D.: Rotor eddy-current loss in permanent magnet brushless machines. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 40 (2004), July, Nr. 4, S. 2104 – 2106
- [VSA02] VENKATACHALAM, K. ; SULLIVAN, C.R. ; ABDALLAH, H. T. T. T. Tacca: Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only steinmetz. In: *IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, IEEE, 2002, S. 36 – 41
- [WM12] WIEDMANN, K. ; MERTENS, A.: Self-sensing control of PM synchronous machines including online system identification based on a novel MRAS approach. In: *Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, IEEE, 2012, S. 1 – 8
- [ZF13] ZWICKER, Eberhard ; FASTL, Hugo: *Psychoacoustics - Facts and Models*. 2nd updated ed. Berlin Heidelberg : Springer Science & Business Media, 2013. – ISBN 978-3-662-09562-1
- [Zhu94] ZHU, J.G.: *Numerical modeling of magnetic materials for computer aided design of electromagnetic devices*, University of Technology Sydney, Diss., 1994
- [ZKY<sup>+</sup>11] ZIHUI, Wang ; KAIYUAN, Lu ; YUNYUE, Ye ; YONG, Jin ; WEIMING, Hong: Analysis of influence on back-EMF based sensorless control of PMSM due to parameter variations and measurement errors. In: *14th International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS*, IEEE, 2011, S. 1 – 6

---

# Abbildungsverzeichnis

---

1.1	Typische Flusspfade: Radialfluss (links), Transversalfluss (rechts) . . . . .	7
1.2	TFM mit über den Umfang verteilte Wicklungen (modifiziert nach [BRO09])	8
1.3	TFM aus SMC für den Einsatz in Pedelecs [PSN12], 1: Stator kern, 2: Kleiner Luftspalt, 3: Wicklung, 4: Permanentmagnete, 5: Rotorflussleitstücke, 6: Markierung der Magnetisierungsrichtung . . . . .	8
1.4	Stator und Rotor eines TFM Blechschnittaufbaus (modifiziert nach [SSBP14]) . . . . .	9
1.5	Explosionszeichnung des Stators (modifiziert nach Compact Dynamics) . .	11
1.6	Noch unvergossener Stator mit Phasenstrom $\vec{I}$ , resultierendem Fluss $\vec{\Phi}$ und der Kraftwirkung $\vec{F}$ auf einen Permanentmagneten im Rotor (modifiziert nach [KH11]) . . . . .	12
1.7	Rotor mit Magnetringen und Sensorscheibe (modifiziert nach [KH11]) . . .	12
1.8	Vereinfachter Fertigungsprozess von weichmagnetischen Bauteilen aus SMC (modifiziert nach [Hög13]) . . . . .	14
1.9	Mikrostruktur von SMC (PMS500) [DHS12] . . . . .	15
1.10	Flussdichte und Permeabilität von SMC (MBS318) und Blechschnitt (50A800) (modifiziert nach [ISM12]) . . . . .	16
1.11	Frequenzabhängige Verlustentwicklung in Blechschnitt und SMC-Material (modifiziert nach [DHS12]) . . . . .	18
1.12	Hybridisierungsgrad und Anforderungen an den Elektroantrieb [Dop15] . .	19
2.1	Vereinfachter Magnetkreis der TFM als drei einphasige permanenterregte Synchronmaschinen . . . . .	24
2.2	Einheitsvektoren im stator- und rotororientierten Koordinatensystem . . . .	27
2.3	Verläufe der Widerstands- und Induktivitätsparameter in d/q-Koordinaten bei $I_d = I_q = 0A$ ohne Rotoreinfluss, berechnet aus Tabelle 2.1 . . . . .	33
2.4	Gemessenes Schleppmoment mit Rotorwinkel im Kurzschlussbetrieb . . . .	35
2.5	Lineare Modellfunktionen der Stranginduktivitäten und deren Verläufe über eine Rotorumdrehung im Leerlauf . . . . .	36
2.6	Verläufe der transformierten Induktivitätsparameter mit Sättigung durch Rotorfluss . . . . .	36
2.7	Axiales Schnittbild der TFM mit magnetischem Ersatzschaltbild (modifiziert nach [BK14a]) . . . . .	38
2.8	Qualitative Magnetisierungskurven von Eisen . . . . .	39
2.9	Preisachflächen: a) Entmagnetisiertes Material b) Aufmagnetisierung c) Abmagnetisierung .	41
2.10	Schematische Darstellung der ungleichen induktiven Kopplungen . . . . .	44

2.11	Schematische Darstellung der phasenabhängigen Flussverkettungen . . . . .	44
2.12	Elektrisches Ersatzschaltbild der Phase $i$ in axialer Ebene . . . . .	45
2.13	Verkettung der Strangspannungen $U_1, U_2, U_3$ mit den Eingangsgrößen $U_{1,inv}, U_{2,inv}, U_{3,inv}$ bei offenem Sternpunkt mit dem Potential $U_0$ . . . . .	46
2.14	Stark vereinfachtes Blockschaltbild des Maschinenmodells . . . . .	48
2.15	Messaufbau zur Vermessung der B-H-Hystereseschleifen des SMC-Materials	48
2.16	Kalibrierdaten des Hysterese Modells . . . . .	49
2.17	Gemessenes und simuliertes Hystereseverhalten des SMC-Testkörpers bei kleiner Aussteuerung: a) Induktivitätsauswertung b) Hystereseschleife . . . . .	50
2.18	Abgleich der Rotorflussamplitude anhand der EMK . . . . .	51
2.19	Abgleich der Streufelder bei 50V Stufenanregung an $U_1$ . . . . .	51
2.20	Abgleich der Wirbelstromwiderstands anhand der Verluste $P_e$ . . . . .	52
2.21	Abgleich des effektiven Wicklungswiderstands $R$ bei Stromverdrängung . . . . .	53
2.22	Abgleich der Stranginduktivitäten bei positiver und negativer Vormagnetisierung: a) Phase 1 b) Phase 2 c) Phase 3 . . . . .	54
2.23	Abgleich der Stranginduktivitäten bei positiver Vormagnetisierung und Rotor in +d bzw. -d -Ausrichtung: a) Phase 1 b) Phase 2 c) Phase 3 . . . . .	55
2.24	Ausgewertete Induktivitätsparameter $l_{dd} = f(\bar{I}_q)$ und $l_{qq} = f(\bar{I}_q)$ beim Rotorwinkel $\gamma = 0$ . . . . .	57
2.25	Simulierte Induktivitätsparameter $l_{dd}, l_{qq}, l_{dq}, l_{qd} = f(\gamma)$ über eine Rotorumdrehung im Leerlauf, $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 0A$ . . . . .	59
2.26	Simulierte Induktivitätsparameter $l_{dd}, l_{qq}, l_{dq}, l_{qd} = f(\gamma)$ über eine Rotorumdrehung bei Teillast, $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 250A$ . . . . .	59
2.27	Simulierte Induktivitätsparameter $l_{dd}, l_{qq}, l_{dq}, l_{qd} = f(\gamma)$ über eine Rotorumdrehung bei Nennmoment, $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 450A$ . . . . .	59
2.28	Gesamtsimulation zur Entwicklung und Validierung der Regelalgorithmen . . . . .	60
2.29	Modell des Wechselrichters mit Leistungsschaltern, Freilaufdioden, Schutzzeitlogik und Strompfaden von $I_1$ . . . . .	61
2.30	Signalpfad der Strommessung . . . . .	62
2.31	Signalpfad der Spannungsmessung . . . . .	62
3.1	Trajektorie der Stromantwort $\vec{i} = f(2\varepsilon)$ ohne statorfester Anisotropie, $l_{qq} = 2l_{dd}, l_{dq} = l_{qd} = 0\mu H$ . . . . .	64
3.2	Stromantworten $\tilde{I}_d, \tilde{I}_q$ , stehender Rotor $\gamma = 0$ , Leerlauf $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 0A$ , a) $\tilde{U}_d = 20V, \tilde{U}_q = 0V$ , b) $\tilde{U}_d = 0V, \tilde{U}_q = 20V$ . . . . .	66
3.3	Stromantworten $\tilde{I}_d, \tilde{I}_q$ , stehender Rotor $\gamma = 0$ , Teillast $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 250A$ , a) $\tilde{U}_d = 20V, \tilde{U}_q = 0V$ , b) $\tilde{U}_d = 0V, \tilde{U}_q = 20V$ . . . . .	66
3.4	Stromantworten $\tilde{I}_d, \tilde{I}_q$ , stehender Rotor $\gamma = 0$ , Nennmoment $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 450A$ , a) $\tilde{U}_d = 20V, \tilde{U}_q = 0V$ , b) $\tilde{U}_d = 0V, \tilde{U}_q = 20V$ . . . . .	67
3.5	Stromantwort $\tilde{I}_q$ , const. Spannungsvektor $\tilde{U}_d = 20V, \tilde{U}_q = 0V$ , Winkelabweichung $\varepsilon = const.$ , Leerlauf $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 0A$ . . . . .	68
3.6	Stromantwort $\tilde{I}_q$ , const. Spannungsvektor $\tilde{U}_d = 20V, \tilde{U}_q = 20V$ , Winkelabweichung $\varepsilon = const.$ , Teillast $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 250A$ . . . . .	68
3.7	Stromantwort $\tilde{I}_q$ , const. Spannungsvektor $\tilde{U}_d = 20V, \tilde{U}_q = 20V$ , Winkelabweichung $\varepsilon = const.$ , Nennmoment $\bar{I}_d = 0A, \bar{I}_q = 450A$ . . . . .	68

3.8	Stromantwort $\tilde{I}_q$ , komp. Spannungsvektor $\tilde{U}_d \tilde{U}_q$ , Winkelabweichung $\varepsilon = const.$ , Leerlauf $\tilde{I}_d = 0 \text{ A } \tilde{I}_q = 0 \text{ A}$ . . . . .	70
3.9	Stromantwort $\tilde{I}_q$ , komp. Spannungsvektor $\tilde{U}_d \tilde{U}_q$ , Winkelabweichung $\varepsilon = const.$ , Teillast $\tilde{I}_d = 0 \text{ A } \tilde{I}_q = 250 \text{ A}$ . . . . .	70
3.10	Stromantwort $\tilde{I}_q$ , komp. Spannungsvektor $\tilde{U}_d \tilde{U}_q$ , Winkelabweichung $\varepsilon = const.$ , Nennmoment $\tilde{I}_d = 0 \text{ A } \tilde{I}_q = 450 \text{ A}$ . . . . .	71
3.11	Stromantworten $\tilde{I}_d \tilde{I}_q$ im Vergleich, komp. Spannungsvektor $\tilde{U}_d \tilde{U}_q$ bei Nennmoment, Variation des Flusses der Permanentmagneten . . . . .	71
3.12	Stromantworten $\tilde{I}_d \tilde{I}_q$ im Vergleich, komp. Spannungsvektor $\tilde{U}_d \tilde{U}_q$ bei Nennmoment, Rotorumdrehung mit Winkelabweichungen $\varepsilon = const.$ . . . . .	72
3.13	Beobachterstruktur der sensorlosen Regelung mit Hystereseregler . . . . .	73
3.14	Beobachter mit Modellen von Wechselrichter, Maschine und Strommessung . . . . .	74
3.15	Links: Hexagonaler Toleranzbereich im $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem, Rechts: Winkelsektoren $I1, \dots, I6$ des Fehlervektors $-\Delta\vec{I}_1$ mit Hilfsachsen $a, b, c, \eta_1, \eta_2, \xi_1$ und $\xi_2$ [Sch09] . . . . .	80
3.16	Gegenspannungsvektor $\vec{U}_1^{S*}$ im $\alpha$ - $\beta$ -Koordinatensystem mit Winkelsekto- ren $V1, \dots, V6$ und Zwischenkreisspannung $U_d$ [Sch09] . . . . .	81
3.17	Spannungs- und Stromsektoren mit Verläufen im UVW-System . . . . .	83
3.18	Zustände zur Regelung im stationären und Übermodulations-Bereich . . . . .	85
3.19	Stromfehlertrajektorie mit Spannungsvektoren beim Sektorwechsel in Grundfrequenztaktung mit Schutzzeit, instabiler Arbeitspunkt . . . . .	85
3.20	Stabile Stromfehlertrajektorie vor dem Überschreiten der Aussteuer- grenze (vereinfachte Darstellung ohne Schutzzeit) . . . . .	86
3.21	Instabile Stromfehlertrajektorie nach dem Überschreiten der Aussteuer- grenze (vereinfachte Darstellung ohne Schutzzeit) . . . . .	86
3.22	Implementiertes Schaltwerk zur Unterdrückung von instabilen Zuständen durch Evaluation des Winkelsektors $\angle -\Delta\vec{I}_1$ . . . . .	87
3.23	Zeigerdiagramme im Feldschwächbetrieb, DYNAX mit $N = 1$ an 15 V Zwi- schenkreisspannung (modifiziert nach [KH11]) . . . . .	88
3.24	Überlagerter Stromregler für stationäre Genauigkeit und Feldschwächung . . . . .	89
3.25	Schematische Signalverläufe des Feldschwächreglers mit konstanten Soll- werten $I_{q,set,fs} = 1.000 \text{ A}, I_{d,set,fs} = 0 \text{ A}$ . . . . .	90
3.26	Synchronisierte Signalinjektion mit Hystereseregler (vereinfachte Darstel- lung) . . . . .	94
3.27	Winkel-PLL . . . . .	97
3.28	Betriebskennfeld mit Zuordnung der Regelalgorithmen . . . . .	105
3.29	Kalibrierte Induktivitätskurven nach erstem Durchlauf . . . . .	107
3.30	Kalibrierte Induktivitätskennfelder nach zweitem Durchlauf . . . . .	109
3.31	Spannungsabhängigkeit der kalibrierten Induktivitätskennfelder . . . . .	110
3.32	Temperaturabhängigkeit der kalibrierten Induktivitätskennfelder . . . . .	110
3.33	Tabellenwerte der EMK-Konstante $u_{emf,obs}$ im Injektionsverfahren . . . . .	111
4.1	Skalierte Phasenströme mit Signalinjektion bei $M=80 \text{ Nm}, n=250 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	113
4.2	Phasenströme mit prädiktivem Hystereseregler . . . . .	115
4.3	Stromkomponenten im Feldschwächbetrieb . . . . .	116
4.4	Fehlersignal $PLL_{in,d}$ im Leerlauf $\tilde{I}_q = 0 \text{ A}$ , Injektion in d-Richtung . . . . .	118

4.5	Fehlersignal $PLL_{in,dq}$ bei Teillast $\bar{I}_q = 150$ A, Injektion in d/q-Richtung . . .	118
4.6	Winkelaufnahmen nahe Stillstand bei etwa $n = 15 \text{ min}^{-1}$ mit Signalinjektion	119
4.7	Winkelaufnahme im Leerlauf bei $n = 150 \text{ min}^{-1}$ mit Signalinjektion . . . .	120
4.8	Winkelaufnahmen $n = 1.000 \text{ min}^{-1}$ , EMK-Verfahren . . . . .	121
4.9	Winkelaufnahmen $n = 6.000 \text{ min}^{-1}$ , EMK-Verfahren . . . . .	122
4.10	Nachführung des Parameters $U_{com}$ . . . . .	123
4.11	Nachführung des Parameters $\Theta_{obs,mag}$ für die Permanentmagnete . . . . .	123
4.12	Nachführung der Induktivität für optimale Drehmomentausbeute bei $n = 3.000 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	124
4.13	Nachführung der beobachteten EMK-Konstante für konstantes Drehmoment bei $n = 4.000 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	125
4.14	Stationäres Betriebskennfeld mit mittleren Schaltfrequenzen . . . . .	126
4.15	Drehmoment-Sprunganregung bei $n = 100 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	128
4.16	Drehmoment-Sprunganregung bei $n = 2.000 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	128
4.17	Dynamische Drehzahlrampen . . . . .	129
4.18	Trajektorie des WLTP-Zyklus im begrenzten Betriebsbereich . . . . .	131
4.19	Ausschnitt der WLTP-Prüfstandsergebnisse (Variante A) . . . . .	131
C.1	Prüfstands Aufbau zur Vermessung der sensorlosen Regelung . . . . .	145
D.1	Sensorgeführte Referenzmessung zu Abb. 4.15 mit Testsignal, Drehmoment-Stufenanregung bei $2000 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	147
D.2	Sensorgeführte Referenzmessung zu Abb. 4.15 ohne Testsignal, Drehmoment-Stufenanregung bei $2000 \text{ min}^{-1}$ . . . . .	147
E.1	Trajektorie des NEDC-Zyklus . . . . .	150
E.2	Trajektorie des FTP-Zyklus . . . . .	151
E.3	Trajektorie des 1015-Zyklus . . . . .	151



---

# Tabellenverzeichnis

---

1.1	Technische Daten des DYNAX-Systems . . . . .	11
2.1	Typische Statorparameter bei Windungszahl $N = 2$ und $I_d = I_q = 0A$ ohne Rotorfluss . . . . .	33
3.1	Schalttable für stationären Betrieb [Sch09] . . . . .	81
3.2	Schalttable für dynamischen Betrieb [Sch09] . . . . .	82
3.3	Spannungsvektoren mit Schaltstellung der B6-Halbbrücken . . . . .	82
3.4	Kalibrierte Schleppmomentwerte $M_{drag}$ . . . . .	112
4.1	Eckdaten der Varianten des WLTP . . . . .	130
C.1	Technische Daten des Prüfaufbaus . . . . .	145
E.1	Umgebungs- und Fahrzeugdaten (Audi A4 B5) der Fahrzyklen . . . . .	149