

Identifikation und Kompensation produktionsbedingter Abweichungen im elektrischen Antrieb von Elektro- und Hybridfahrzeugen

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und
Mathematik der Universität Paderborn

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation
von

Markus Ott, M.Sc.

Erster Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker

Zweiter Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h. c. Kay Hameyer

Tag der mündlichen Prüfung:

09.05.2019

Paderborn 2019

Diss. EIM-E/346

Danksagung

Am Ende meiner Promotionszeit möchte ich die Gelegenheit nutzen, zurückzuschauen und den Menschen einen besonderen Dank auszusprechen, die mich während dieser Zeit begleitet und zum Gelingen dieser Dissertation beigetragen haben.

In erster Linie gilt mein Dank meinem Doktorvater Prof. Joachim Böcker für die gute fachliche und persönliche Betreuung meiner Arbeit und sein entgegengebrachtes Vertrauen. Ebenso danke ich Herrn Prof. Kay Hameyer für die Übernahme des Zweitgutachtens und der damit verbundenen Mühe. Außerdem geht ein großer Dank an meinen betrieblichen Betreuer Dr. Daniel Pohlenz für sein Mentoring, seine wertvollen Ratschläge und sein Engagement für mich. Meinem Teamleiter Dr. Marcus Menne gilt ebenso ein Dankeschön für das Vertrauen und seine Wertschätzung für mich als Doktorand.

Ein Danke gebührt den Kollegen vom Fachgebiet „LEA“ der Universität Paderborn, die mich herzlich aufgenommen haben und die mir immer geholfen haben, sei es hinsichtlich des Promotionsvorhabens oder bei den Auflagenprüfungen. Besonders erwähnen möchte ich Dr. Oliver Wallscheid für das jederzeit offene Ohr, die vielen Diskussionen, die umfangreiche Unterstützung, insbesondere bei meinen Publikationen und die Couch an der Paderquelle. Ein besonderer Dank gebührt auch meinen Kollegen in der Daimler AG im Team und der Abteilung, sowie am Prüffeld in Untertürkheim. Sie haben ein Arbeitsklima geschaffen, in dem ich mich sehr wohlfühlt habe, mir Anregungen gegeben und auf verschiedenste Weise zum Erfolg meiner Arbeit beigetragen. Namentlich nennen möchte ich Eduard Bakhach, Dr. Stefan Uebener und Dr. Jörg Weigold für die guten Diskussionen und ihre Arbeiten, die für mich eine Basis waren; Walter Stolz, Lars Weinschenker, Dr. Martin Hörz für ihren Einsatz bei der Beschaffung der E-Maschinen für die Arbeit; Hannes Kimmerle und Dr. Wolfgang Wondrak für ihre Hilfe und Überlassung ihres Prüfstandes inkl. Universalumrichter; meiner Büronachbarin Dr. Andrea Neusiedl für die vielen Diskussionen und die Zusammenarbeit am Prüfstand; Matthias Gregor für die beiden Grenzmuster-Rotoren unter seinem Schreibtisch; meinen Mit-Doktoranden Norbert Neidig, Markus Balluff und Moritz Haußmann für den regen Austausch. Ferner möchte ich mich ganz herzlich bei meinen Studenten bedanken, die mich engagiert und tatkräftig unterstützt haben: Matthias Leinfelder, Alexander Beckmann, Sven Schirrmeister und Aybike Gülec, die als Kollegin über ihr Praktikum hinaus immer hilfsbereit war.

Außerdem bin ich meinen Eltern, meinen Brüdern Dominik und Felix, allen Verwandten und Freunden für ihre großartige Förderung während Studium und Promotion sehr dankbar. Sie haben mich stets ermutigt und unterstützt auf diesem Weg. Schließlich möchte ich von ganzem Herzen meinen Dank meiner Frau, Susanne, aussprechen. Sie hat mir starken Rückhalt gegeben und war immer für mich da.

Kurzfassung

Innerhalb der Fahrzeugentwicklung steht das Hybrid- und Elektrofahrzeug in zunehmendem Maße im Fokus. Die Produktion des elektrischen Antriebssystems ist dabei, wie jeder industrielle Herstellungsprozess, toleranzbehaftet. Trotz dieser Toleranzen besteht eine hohe Anforderung an die Genauigkeit von abgegebener Leistung und Drehmoment.

Analysiert werden die Auswirkungen von Abweichungen, die durch toleranzbehaftete Fertigungsprozesse verursacht werden, auf die verketteten Flüsse und das Drehmoment des elektrischen Antriebs. Betrachtet werden über einen Zwei-Level-Inverter angesteuerte permanente Synchronmaschinen (PMSM). Das Ziel ist die Kompensation der dadurch bedingten Drehmomentfehler mithilfe der Software im Inverter-Steuergerät.

Zunächst wird mittels einer Sensitivitätsanalyse untersucht, welche Folgen aus regelungstechnischer Sicht durch produktionsbedingte Abweichungen bestimmter Merkmale im System verursacht werden. Hierbei wird neben dem Einfluss der Sensorik insbesondere der der PMSM aufgezeigt. Dabei kristallisieren sich zwei Haupteinflussfaktoren heraus: Die Remanenzflussdichte der Magneten und die Luftspatllänge der Maschine. Aufbauend auf den Untersuchungen der Sensitivitätsanalyse werden Kompensationsverfahren zur Reduktion des Drehmomentfehlers entwickelt. Als Voraussetzung für eine erfolgreiche Kompensation der Abweichungen müssen diese zunächst im individuellen System erkannt werden. Dazu wird ein Identifikationsverfahren vorgestellt, welches mittels einfach anzuwendender Messungen Schlüsselparameter der PMSM-Charakteristik maschinenindividuell quantifiziert.

Zur experimentellen Validierung obiger Methoden werden diese anhand von Sonderaufbauten am Prüfstand getestet. Im Hinblick auf den Magneteinfluss werden Maschinen vermessen, deren Remanenzflussdichte gezielt erhöht bzw. verringert wurde. Bei einem weiteren Aufbau wird die Geometrie des Blechschnitts so verändert, dass sich eine reduzierte Luftspatllänge ergibt. Bei industriellen Fertigungsprozessen kann die Remanenzflussdichte durchaus um 5 % vom Nominalwert abweichen, für den Luftspalt wird eine Abweichung von 20 % untersucht.

Werden diese Maschinen ohne Kompensation betrieben, ergeben sich erhebliche Drehmomentfehler von bis über 4 %. Durch die Anwendung der entwickelten Kompensationsverfahren werden diese auf die Hälfte und teilweise noch deutlich stärker reduziert. Durch die vorgestellte Methodik ist es möglich, die elektrische Maschine in jedem individuellen Hybrid- oder Elektrofahrzeug zu vermessen und so trotz Abweichungen in der Maschine eine hohe Drehmomentgenauigkeit zu erreichen. Darüber hinaus profitieren von der Parameteranpassung weitere regelungstechnische Prozesse, wie beispielsweise Beobachterverfahren.

Abstract

Hybrid and electric vehicles are increasingly gaining importance in the automotive development. Like all industrially manufactured products, electric drives are subject to deviations within specified tolerance boundaries. Despite these deviations, the accuracy of torque and power must satisfy high standards.

The effect of these deviations on flux and torque of the electric drive is analyzed in this thesis. The investigations focus on permanent magnet synchronous machines (PMSM) driven by two-level-inverters. The main objective is to compensate for torque error resulting from such deviations by the software in the inverter.

A sensitivity analysis is conducted to investigate the impact of specific production related deviations on the controlled system. Besides the sensor's impact on the closed-loop controllers, the PMSM as part of the open-loop torque control plays an important role. Therewith, two main influence factors are identified: The magnet's remanence and the air gap thickness. Based on this, multiple compensation algorithms for increasing torque accuracy are developed. As a precondition for successful compensation, the deviation of each individual machine has to be detected. An identification procedure is introduced that quantifies key parameters of the individual machine's characteristic by simple measurements.

For experimental validation, the concepts are tested on a dyno setup with dedicated machines. To determine the magnet's influence, limit sample machines with increased or decreased remanence are used. Another limit sample machine features an increased air gap thickness. In production, the remanence may deviate by up to 5 % from nominal value. For the air gap, a deviation of 20 % is considered.

Driving these machines without compensation, a torque error of more than 4 % is feasible. With the presented identification methods, the deviation of the electric machine in each individual vehicle can be quantified. By applying the developed compensation algorithms, its torque can be controlled very precisely despite considerably large deviations. With this, the torque error can be halved or lowered even more. Additionally, other control systems in the inverter, i.e. observer structures, benefit from the compensation.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung und Motivation	1
2	Elektrischer Traktionsantrieb im Automobil	5
2.1	Architektur von Hybrid- und Elektrofahrzeugen	5
2.1.1	Inverter	5
2.1.2	Permanenterregte Synchronmaschine	6
2.1.3	Sensorik	7
2.1.4	Anordnung der Komponenten im Fahrzeug	8
2.2	Elektromagnetische Modellierung	12
2.2.1	Rotororientierte Koordinaten	13
2.2.2	Sättigung	15
2.2.3	Drehmomentbildung	16
2.2.4	Gewinnung der nichtlinearen Charakteristika permanenterregter Maschinen	17
2.2.5	Zeitkontinuierliche Modellierung	20
2.3	Feldorientierte Regelung der IPMSM	21
2.3.1	Feldorientierte Stromregelung	21
2.3.2	Strategie der Sollstromgenerierung	22
2.3.3	Implementierung der Sollstromgenerierung	25
2.3.4	Aussteuerungsregler	26
2.4	Toleranzen im System	27
2.4.1	Toleranzen und Abweichungen	27
2.4.2	Betrachtung mehrerer Einflussgrößen	28
2.4.3	Prozessfähigkeit	29
2.4.4	Betrieb mit Abweichungen	31
3	Analyse der Einflüsse von Sensorfehlern auf das Drehmoment	33
3.1	Stromsensoren	33
3.1.1	Messprinzip	34
3.1.2	Fehlerbeschreibung	35
3.1.3	Stand der Technik	36
3.1.4	Auswirkungen auf die Drehmomentgenerierung im elektrischen Antrieb	38
3.1.5	Messtechnische Validierung	43
3.2	Rotorwinkel-Sensor	46
3.2.1	Messprinzip	46
3.2.2	Fehlerbeschreibung	47

3.2.3	Stand der Technik	49
3.2.4	Auswirkungen auf Drehmomentgenerierung	51
3.2.5	Messtechnische Validierung	53
3.3	Spannungssensorik im Zwischenkreis	55
3.4	Fazit	55
4	Analyse der Einflüsse von Abweichungen in Material und Geometrie der E-Maschine	57
4.1	Toleranzen von Material und Geometrie der elektrischen Maschine	57
4.1.1	Magnetische Werkstoffe	58
4.1.2	Permanentmagnete	59
4.1.3	Blechpaket	63
4.1.4	Wicklung	66
4.1.5	Elektromagnetisch passive Teile der Maschine	66
4.1.6	Endmontage der Komponenten	68
4.2	Stand der Technik	69
4.3	Analytische Sensitivitätsanalyse	71
4.3.1	Abweichung des Permanentmagnetflusses	73
4.3.2	Abweichungen des Luftspaltes	74
4.4	Sensitivitätsanalyse mittels Finite-Elemente-Analyse	75
4.4.1	Abweichung des Permanentmagnetflusses	76
4.4.2	Abweichungen des Luftspaltes	77
4.5	Messtechnische Validierung	80
4.5.1	Verwendete Maschinen in dieser Arbeit	80
4.5.2	Messungen an Magnet-Grenzmustern EM01	82
4.5.3	Messungen an Magnet-Grenzmustern EM02	82
4.5.4	Messungen an Luftspalt-Grenzmustern EM02	85
4.5.5	Magnettemperatur-Einfluss	85
4.6	Fazit	88
5	Identifikation von Abweichungen eines individuellen Systems	89
5.1	Stand der Technik und Methodenauswahl	89
5.1.1	Stand der Technik	89
5.1.2	Methodenauswahl	90
5.2	Identifikation signifikanter Arbeitspunkte	91
5.2.1	Arbeitspunkte im Flusskennfeld	92
5.2.2	Quantitativer Zusammenhang zwischen Messgrößen und Abweichungen	94
5.2.3	Null-Fluss-Punkt und Kurzschlussstrom	96
5.3	Auswirkung von Sensorfehlern auf die Identifikation	100
5.3.1	Kurzschlussstrommessung	100
5.3.2	Leerlaufspannungsmessung	101
5.4	Konzept zur Vermessung im Fahrzeug	102
5.4.1	Messaufbau und Messprinzip	102

5.4.2	Leerlaufspannungsmessung im Zwischenkreis	104
5.4.3	Temperaturabhängigkeit der Messungen	107
5.5	Validierung der Vermessung im Fahrzeug	112
5.5.1	Vermessung	112
5.5.2	Messung unter Berücksichtigung der Rotortemperatur	116
5.6	Fazit	122
6	Methodik der Kompensation produktionsbedingter Abweichungen	123
6.1	Stand der Technik und Methodenübersicht	123
6.2	Factor Torque Compensation (FTC)	124
6.3	Prinzip der Kompensation durch Flusskennfeld-Anpassung	128
6.3.1	Adaption der Flusskennfelder	128
6.3.2	Implementierung	133
6.4	Parallel Torque Compensation (PTC)	134
6.4.1	Simple Parallel Torque Compensation (sPTC)	134
6.4.2	Erweiterung 1: Anpassung des Soll-Drehmoments	138
6.4.3	Erweiterung 2: Anpassung der Stromgrenze in der unteren Grenz- Sollstromgenerierung	139
6.4.4	Erweiterung 3: Anpassung des Strom-Arbeitspunktes der oberen Grenz- Sollstromgenerierung	142
6.4.5	Erweiterte Parallel Torque Compensation (PTC)	144
6.4.6	2D-PTC zur Berücksichtigung zweier Einflussfaktoren	144
6.5	Iterative Torque Compensation (ITC)	148
6.5.1	Drehmomentschätzung	149
6.5.2	Drehmomentschätzung: Alternative Implementierung	149
6.5.3	Iteration	150
6.5.4	Kompensation bei maximaler Effizienz	151
6.6	Consecutive Torque Compensation (CTC)	155
6.7	Fazit	156
7	Validierung der Kompensation produktionsbedingter Abweichungen	157
7.1	Kompensation bei Abweichungen des Permanentmagnetflusses (EM01)	157
7.1.1	FTC: Drehmomentgenauigkeit	158
7.1.2	ITC: Drehmomentgenauigkeit	159
7.1.3	ITC: Dynamisches Verhalten	160
7.1.4	PTC: Drehmomentgenauigkeit	160
7.2	Temperaturkompensation (EM01)	161
7.3	Wirkungsgrad und maximales Drehmoment (EM01)	163
7.3.1	Vergleich zwischen oberem und unterem Grenzmuster bei idealer An- steuerung	163
7.3.2	Vergleich des Betriebs mit und ohne Kompensation	165
7.3.3	Wirkungsgrad bei maximaler Drehmomentanforderung	166
7.4	Abweichungen in Luftspalt und Permanentmagnet (EM02)	170

7.5 Fazit	174
8 Fazit und Ausblick	175
8.1 Fazit	175
8.2 Ausblick	176
Literaturverzeichnis	177
Abkürzungsverzeichnis	185
A Erweiterung der Sensitivitätsanalyse durch FEA	189
A.1 Untersuchungen weiterer Größen	189
A.2 Untersuchungen an PMSM mit alternativen Rotortopologien	193
B Anwendung der Kompensation: Permanentmagnet-Temperaturbeobachter	195
B.1 Funktionsprinzip des Temperaturbeobachters	195
B.2 PMTB mit Kompensation der produktionsbedingten Abweichungen	196
B.3 Experimentelle Validierung	198
C Alternative Identifikation mit aktivem Inverter	199

1 Einleitung und Motivation

Bereits früh im automobilen Zeitalter traten verbrennungsmotorisch betriebene Fahrzeuge zu einem enormen Siegeszug an. Sie drängten Elektrofahrzeuge, die diesen noch zu Beginn des 20. Jahrhunderts als gleichberechtigte Alternative gegenüberstanden, mit der Erfindung des elektrischen Anlassers und dem Aufbau eines Fernstraßen-Netzes zunehmend zurück. Durch die Verbrennung fossiler Kraftstoffe tragen sie einen signifikanten Anteil zum weltweiten Ausstoß klimaschädlicher Gase bei. Insbesondere in den dicht besiedelten Metropolen der östlichen Hemisphäre wird die Luftverschmutzung zunehmend zum Problem, weil die Schadstoffe heute zumeist direkt am Fahrzeug ausgestoßen werden. In der Konsequenz ergibt sich die Forderung nach emissionsfreier Individualmobilität. Elektrisch betriebene Kraftfahrzeuge ermöglichen das: Ihre Antriebe stoßen lokal keine Luftschadstoffe aus und vermeiden bei Nutzung erneuerbarer Energien jeglichen betriebsbedingten Ausstoß. In zunehmendem Maße erleben daher Elektro- und Hybridfahrzeuge eine Renaissance.

In den vergangenen Jahren ist ihr Angebot auf dem Markt rasant angewachsen. Fahrzeuge aus dem Premiumsegment führen vor Augen, welche Möglichkeiten Elektromobilität hinsichtlich Fahrspaß und auch Reichweite bieten kann. Trotzdem ist die Marktdurchdringung nach heutigem Stand gering. Lediglich jedes tausendste Fahrzeug in Deutschland ist aktuell elektrisch angetrieben. Im Jahr 2017 waren von 45 Millionen in Deutschland zugelassenen PKW ca. 50.000 rein elektrisch und knapp 40.000 als Plug-In-Hybride ausgeführt. Weltweit liegt die Gesamtzahl bei etwa 3 Millionen [Ang17, PN18]. Für Volumenmodelle, bei denen die Margen traditionell klein sind, wirken derzeit noch primär die hohen Kosten hemmend auf die Verkaufszahlen. Trotz enormer Fortschritte der Batterietechnologie in den vergangenen Jahren stellt der Energiespeicher den größten Anteil der Fahrzeugkosten dar. Mit großer Reichweite bei geringem Energieeinsatz als Maxime lassen sich auch für die anderen Komponenten Anforderungen ableiten: Die gespeicherte Energie muss mit maximalem Wirkungsgrad bei möglichst hoher Leistungsdichte in mechanische Energie umgewandelt werden. Aus dieser Forderung heraus haben sich für Hybridfahrzeuge in den vergangenen Jahren invertergeführte permanenterregte Synchronmaschinen (PMSM) als Traktionsmaschinen bewährt. Sie vereinen einen hohen Wirkungsgrad mit kleinem Bauraum und geringem Gewicht.

Nachteilig an diesen Maschinen ist allerdings der Einsatz von Seltenerdmetallen in den Permanentmagneten, die teuer in ihrer Beschaffung sind. Die Kosten sind ein bedeutendes Kriterium bei der Entwicklung der elektrischen Antriebssysteme, wobei trotzdem hohe Qualitätsstandards gelten. Ein wichtiges Qualitätskriterium eines elektrischen Antriebs ist die Genauigkeit, mit der Drehmoment und Leistung eingestellt werden. Nur eine genaue Drehmomentsteuerung stellt sicher, dass eine spezifizierte Leistung an der Maschinenwelle und am Rad anliegt. Diese Anforderung entspringt einer Reihe von Gründen:

- Das Verhalten aller produzierten Fahrzeuge muss möglichst identisch und reproduzierbar sein. Nur so kann in jedem Fall der zertifizierten Leistung entsprochen werden. Hintergrund ist die Norm ECE R-85, gemäß der eine Leistungsabweichung eines individuellen vom zertifizierten System höchstens 5 % betragen darf [ECE13].
- Bei Fahrzeugen mit Einzelradantrieben muss für das sogenannte „Torque Vectoring“ das Drehmoment zweier unabhängiger Maschinen exakt bekannt sein [Fal10, KSTN14].
- Beim Anfahren am Berg wird zur Berechnung der Fahrbahnsteigung das Drehmoment der Aktoren im Fahrzeug verwendet. Neben der Bremse zählt dazu auch der elektrische Antrieb.
- Für Sicherheitssysteme, wie ein elektronisches Stabilitätsprogramm (ESP), ist eine genaue Kenntnis der Antriebsdrehmomente essentiell.
- Zur Einhaltung der Anforderungen an die Funktionssicherheit eines Automobils bestehen durch die ISO 26262 hohe Ansprüche an die Genauigkeit des generierten Traktions-Drehmomentes [ISO11]. Dazu wird ein mehrstufiges Überwachungskonzept angewendet (häufig in Anlehnung an das Konzept für das elektronische Gaspedal [Arb15]). Im Fahrzeug sind Überwachungsmechanismen eingebaut, die unter anderem aus einer Leistungsbilanz über die aufgenommene elektrische Leistung ein Drehmoment zur Plausibilisierung berechnen. Diese sind in der Lage, Drehmomentfehler zu detektieren und führen gegebenenfalls zu Fehlereinträgen im Steuergerät.

Speziell für Hybridfahrzeuge, die Verbrennungs- und Elektromotor kombinieren, ergeben sich noch zusätzliche Anforderungen an die genaue Drehmomentsteuerung:

- Nur, wenn das gestellte Drehmoment genau bekannt ist, kann das reibungslose Zusammenspiel von Verbrennungs- und Elektromotor mit dem Getriebe gewährleistet werden. So ist beispielsweise für eine genaue Schaltpunkte-Prädiktion und komfortable Schaltvorgänge eine exakte Kenntnis der Drehmomente im Automatikgetriebe unabdingbar.
- In Hybridfahrzeugen kann durch die elektrische Maschine (E-Maschine) der Arbeitspunkt des Verbrennungsmotors beeinflusst werden. So kann dieser gezielt in einen Bereich höherer Effizienz gebracht werden. Für diese Lastpunktverschiebung muss jedoch der Leistungsbeitrag und der Arbeitspunkt des E-Antriebs bekannt sein.
- Auch für die Einhaltung der Abgasvorschriften ist es notwendig, dass der Beitrag des elektrischen Antriebs zur Gesamtleistung genau bekannt ist. Es ist dabei wichtig, dass Erkenntnisse von Fahrzeug zu Fahrzeug übertragbar sind.

Die Herausforderung eines genauen Drehmomentes besteht darin, dass dieses im Fahrzeug nicht gemessen wird. Aufgrund der Bauteilzuverlässigkeit und den Komponentenkosten stehen im Antriebssystem lediglich die essentiellen Sensoren zur Verfügung. Wie in Abb. 1.1 dargestellt sind das in der Regel, neben einem Rotorwinkel-Sensor, die Sensoren für Phasenströme und Zwischenkreisspannung. Auf Basis von Strömen und Rotorwinkel wird das Drehmoment durch eine Steuerung eingestellt. Die Charakteristik der E-Maschine wird dazu bei der Entwicklung des Antriebs exakt vermessen und in der Ansteuerungs-Software hinter-

legt. Bei bekannter Maschinencharakteristik kann so eine hohe Drehmomentgenauigkeit mit Abweichungen von unter 1 % bezogen auf das maximale Drehmoment erreicht werden.

In der Praxis bewirken allerdings produktionsbedingte Abweichungen in der Serienfertigung Unterschiede zwischen den einzelnen individuellen Systemen. Wie groß diese Abweichungen maximal sein dürfen, geben Toleranzen vor. Werden alle Systeme mit derselben Ansteuer-Software betrieben, die auf den nominellen Maschinendaten basiert, führt dies unausweichlich zu Abweichungen in Drehmoment und Leistung. Je weiter ein individuelles Antriebssystem von diesen nominellen Daten abweicht, desto größer wird der Fehler zwischen angefordertem und tatsächlich an der Abtriebswelle anliegendem Drehmoment. Dabei wird ein zentraler Optimierungskonflikt offensichtlich: Eine Forderung nach hoher Drehmomentgenauigkeit führt dazu, dass schmale Toleranzbänder eingehalten werden müssen. Schmale Toleranzbänder wiederum treiben die Kosten in die Höhe.

Verfahren zur selektiven Produktion sind eine Möglichkeit, den Abweichungen zu begegnen [CGLV14]. Dabei können den Einzelteilen der E-Maschine relativ breite Toleranzbänder zugestanden werden. Die einzelnen Teile werden vor der Montage exakt vermessen und jeweils so mit anderen Teilen kombiniert, dass sich im Zusammenbau die Abweichungen gegenseitig aufheben. Dieses Vorgehen ist allerdings komplex, erfordert einen erhöhten Aufwand bei der Montage und erzeugt erhöhte Kosten.

Die vorliegende Arbeit widmet sich der Problematik daher mit dem Blick auf Ansteuerung und Regelung des Antriebssystems, ein Ansatz, der in der Literatur bisher nur wenig Beachtung findet. Sie enthält drei Schwerpunkte: die *Sensitivitätsanalyse*, die *Identifikation im einzelnen System* und die *Kompensation* der Produktionseinflüsse. In den Kapiteln 3 und 4 wird mittels Sensitivitätsanalyse untersucht, welcher Zusammenhang von produktionsbedingten Abweichungen in E-Maschine und Inverter zu Drehmomentfehlern besteht. Bei der Optimierung des Designs einer E-Maschine werden heute meist die elektromagnetischen Auswirkungen der Produktion wenig beachtet [KHH02]. Sinnvoll ist es daher, ihren Einfluss bereits in der

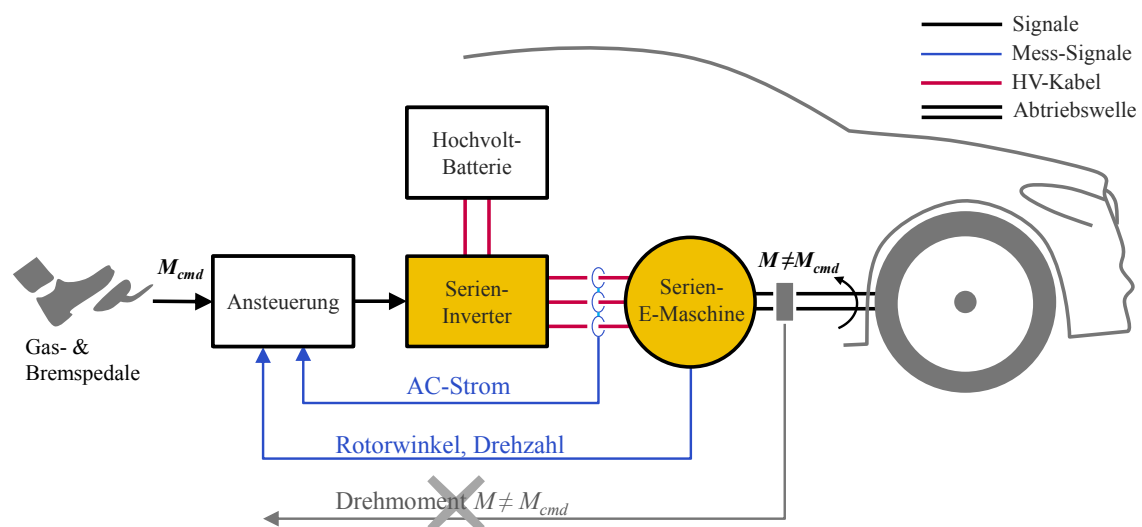


Abb. 1.1: Im Fahrzeug wird das Drehmoment nicht erfasst. Es wird daher in einer offenen Regelschleife auf Basis von Strom- und Winkelmessungen gesteuert [OGB17].

Auslegungsphase zu kennen und zu berücksichtigen. So kann sichergestellt werden, dass ein gefundenes Optimum auch nach Definition der Toleranzen noch optimal ist. Hierüber kann bereits das oben genannte Kosten-Optimierungsproblem adressiert werden: Indem die einflussreichsten Größen auf das Drehmoment identifiziert werden, können die Toleranzen für diese Größen eng definiert werden. Die Toleranzen für andere Größen mit geringerem Einfluss können entsprechend aufgeweitet werden.

Die gewonnenen Informationen werden in Kapitel 5 genutzt, um eine Methodik zur Identifikation der Abweichungen abzuleiten. Ziel ist die Definition einfacher Messungen, die an jedem individuellen System durchgeführt werden können und einen Rückschluss auf die Lage innerhalb des Toleranzbandes zulassen. Daran anschließend wird in den Kapiteln 6 und 7 die Frage geklärt, wie die prinzipiellen Zusammenhänge und die Identifikationsmethodik zusammengeführt werden können. Durch die Kombination lassen sich Strategien zur Kompensation der Abweichungen ableiten, die eine individualisierte Ansteuerung der in Serienfertigung produzierten Antriebe ermöglichen. Es wird insbesondere die Drehmomentgenauigkeit jedes einzelnen Systems optimiert.

2 Elektrischer Traktionsantrieb im Automobil

Voraussetzung für die Untersuchung des elektrischen Antriebs im Kraftfahrzeug hinsichtlich Produktionseinflüssen ist ein umfassendes Verständnis der Zusammenhänge im System. In diesem Einführungskapitel werden zunächst das Fahrzeug und die Teile des elektrischen Antriebssystems präsentiert. Daran anschließend werden mathematische Modelle zur Ansteuerung der E-Maschine vorgestellt. Diese erfolgt über den Mikrocontroller im Inverter, in dem gemäß einer Drehmomentanforderung Ströme und Spannungen passend ausgewählt werden. Diese werden durch Regelungsverfahren unter Berücksichtigung der physikalischen Grenzen in der Maschine eingestellt.

2.1 Architektur von Hybrid- und Elektrofahrzeugen

Der elektrische Antrieb von Elektro- und Hybridfahrzeugen besteht aus zwei Teilsystemen, der E-Maschine und dem Inverter. Sie sind untereinander und mit der Hochvolt-Batterie (HV-Batterie) flexibel über Kabel verbunden.

2.1.1 Inverter

Als Traktionsantriebe im Kraftfahrzeug werden heute ausschließlich Drehfeldmaschinen eingesetzt, die in aller Regel dreiphasig ausgelegt sind. Zu ihrem Betrieb wird eine dreiphasige Wechselspannung benötigt. Die elektrische Energie im Fahrzeug steht durch die HV-Batterie in Form von Gleichspannung und -strom zur Verfügung, weshalb der Inverter als Energiewandler nötig ist. Er wandelt die Gleichspannung aus der Batterie in eine Wechselspannung für die E-Maschine. Dies erfolgt gemäß der Drehmomentenanforderung des Fahrers über die Gas- und Bremspedalstellung und angepasst auf die Drehzahl der Abtriebswelle.

Abb. 2.1 zeigt den Inverter im Verbund mit Batterie und E-Maschine. Beim Inverter handelt es sich um einen Zwei-Level-Pulswechselrichter mit Gleichspannungszwischenkreis und drei Halbbrücken. In jeder der Halbbrücken sind zwei schaltende Halbleiter integriert, zwischen denen eine Phase der E-Maschine angeschlossen ist. In der Regel handelt es sich heute bei den Halbleitern in Traktionsanwendungen um IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors) auf Siliziumbasis.

Wird der obere Halbleiter angesteuert, so wird das Potential der entsprechenden Phase auf das obere Zwischenkreispotential gezogen; beim Ansteuern des unteren Halbleiters entsprechend auf das des unteren Zwischenkreispotentials. Von den beiden Halbleitern einer Halbbrücke darf dabei selbstredend jeweils nur einer aktiv sein, da sich ansonsten ein Batteriekurzschluss

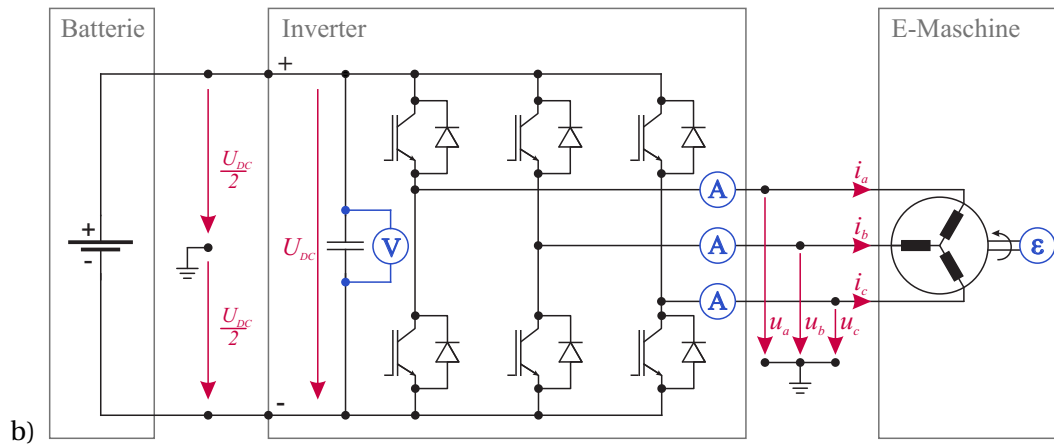


Abb. 2.1: Das System aus Inverter und E-Maschine ist im Fahrzeug mit der Hochvolt-Batterie verbunden. In rot eingezeichnet sind physikalische Größen des Systems. Blau dargestellt sind die Sensoren, welche die wesentlichen für den Betrieb notwendigen Größen messtechnisch erfassen.

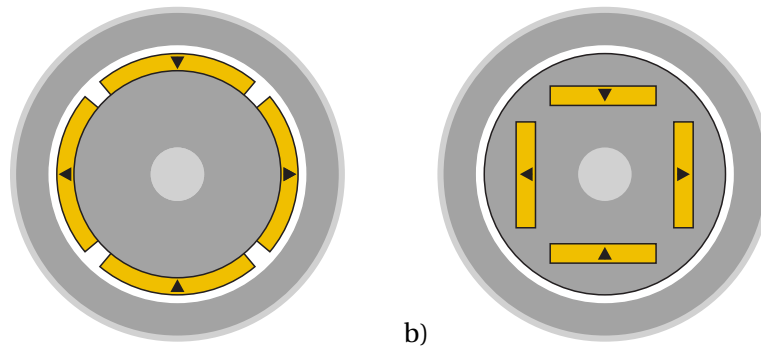


Abb. 2.2: Permanenterregte Synchronmaschinen (PMSM) mit a) Oberflächenmagneten (SPMSM – Surface mounted PMSM) und b) vergrabenen Magneten (IPMSM – Interior PMSM). Gelb dargestellt sind die Permanentmagneten, die kleinen Pfeile zeigen die Magnetisierungsrichtung an.

ergibt. Die Halbbrücken werden mit einer Frequenz in der Größenordnung von 10 kHz mit Pulsweitenmodulation (PWM) betrieben. Jede Pulsperiode von entsprechend ca. 100 μ s Dauer wird auf die beiden Halbleiter aufgeteilt. Das Verhältnis zwischen Aktivzeit von oberem zu unterem Halbleiter bestimmt das Potential der entsprechenden Phase. Zwischen zwei Phasen kann so im Mittel der Pulse eine Spannung im Bereich von $+U_{DC}$ bis $-U_{DC}$ angelegt werden. Durch das Zusammenspiel der drei Halbbrücken kann die sinusförmige Wechselspannung bereitgestellt werden, die für den Betrieb der Maschine notwendig ist.

2.1.2 Permanenterregte Synchronmaschine

Bei den mehrphasigen Drehfeldmaschinen gibt es eine Reihe unterschiedlicher Maschinenarten. Je nach Anwendungsfall müssen Vor- und Nachteile der einzelnen Arten gegeneinander abgewogen werden. Am verbreitetsten sind die Asynchronmaschine und die permanenterregte Synchronmaschine (PMSM). Die PMSM zeichnet sich durch hohe Drehmoment- und Leistungsdichte, sowie vor allem bei niedrigen Drehzahlen durch eine hohe Effizienz

aus. Während bei Elektrofahrzeugen beide Maschinenarten verwendet werden, kommen bei Hybridfahrzeugen fast ausschließlich PMSM zum Einsatz. Gewicht und Bauraum sind dort besonders kritische Faktoren.

Bei den PMSM unterscheidet man je nach Rotoraufbau zwischen Maschinen mit vergrabenen Magneten (IPMSM – Interior PMSM) und mit Oberflächenmagneten (SPMSM – Surface mounted PMSM). Bei letzteren werden die Magnete, wie in Abb. 2.2a dargestellt, auf den Rotor aufgeklebt. In der Regel werden sie zusätzlich bandagiert, um die Stabilität weiter zu erhöhen. Charakteristisch für SPMSM sind ihre vom Rotorwinkel unabhängigen Induktivitäten.

Bei IPMSM hingegen werden die Magnete in Laschen im Innern des Rotors geschoben (Abb. 2.2b). Durch die Laschen im Flusspfad ergibt sich ein anisotropes magnetisches Verhalten und die Maschine entwickelt zusätzlich zum magnetischen ein Reluktanz-Drehmoment. Die IPMSM ist im Vergleich zur SPMSM weniger leicht zu entmagnetisieren, nutzt jedoch die Magnete auch weniger gut aus [Coe14]. Ihre Konstruktion bietet allerdings hinsichtlich einer kostengünstigen Großserienfertigung einige Vorteile:

- Die Magnete sind in den Laschen bereits mechanisch geschützt. Der Verzicht auf die Bandage vereinfacht die Produktion.
- Die Fixierung der Magnete in der Lasche ist einfach.
- Die Form der Magnete ist rechteckig, was ihre Produktion einfacher und kostengünstiger macht. Dadurch ergibt sich eine deutlich größere Vielfalt potentieller Zulieferer für die Automobilhersteller [OJ07].

Aufgrund der starken Verbreitung der IPMSM im Automobilbau steht diese Maschinenart im Fokus der Arbeit. Die gewonnenen Erkenntnisse lassen sich jedoch auf SPMSM übertragen.

2.1.3 Sensorik

Die Funktionsweise von Steuerung und Regelung des Systems wird ab Abschnitt 2.2 beschrieben. Klassischerweise werden dafür drei unterschiedliche Sensor-Typen benötigt, die in Abb. 2.1 in blauer Farbe eingezeichnet sind: Strom-, Spannungs- und Winkelsensoren.

Die Stromsensoren (eingekreistes „A“) messen die Wechselströme der einzelnen Phasen der Maschine, deren Kenntnis Voraussetzung für eine Stromregelung ist. Bei einem dreiphasigen System müssen dabei mindestens zwei Stromsensoren vorhanden sein, der dritte Strom ergibt sich aus der Kirchhoffschen Knotenregel. Oftmals werden aus Redundanz- und Überwachungsgründen allerdings drei Sensoren eingesetzt.

Bei PMSM ist die Phasenlage des Wechselstroms relativ zur Position der Magnete in der Maschine relevant. Wesentlich ist daher die Ermittlung des Rotorwinkels ϵ (eingekreistes „ ϵ “ in Abb. 2.1). Dazu sind verschiedene Systeme bekannt, über die z. B. [Sch09] eine gute Übersicht bietet.

Für die Ermittlung der DC-Zwischenkreisspannung wird in der Regel ein Spannungssensor eingesetzt (eingekreistes „V“). Für die Regelung des Systems ist die genaue Kenntnis der

Spannung nicht unbedingt nötig, sie ermöglicht jedoch einen sicheren Betrieb und eine Vorsteuerung der Regelung.

Zusätzlich zu diesen für die Regelung notwendigen Sensoren werden verschiedene Temperaturen von Inverter und E-Maschine messtechnisch überwacht, primär um einer thermischen Beschädigung vorzubeugen. Bei der E-Maschine ist dabei sowohl Stator- als auch Rotortemperatur kritisch. Die messtechnische Erfassung der Stortemperatur ist einfach möglich und wird in der Regel durch einen temperaturabhängiger Widerstand in der Nähe der Wicklung realisiert. Die Messung der Temperatur im drehenden Rotor ist hingegen nicht trivial und im Kostenrahmen einer automobilen Serienanwendung technisch nicht umsetzbar. Dieser Tatsache wird bei der Auslegung der E-Maschine Rechnung getragen, indem die Verluste im Rotor klein gehalten werden und so einer übermäßigen Erwärmung vorgebeugt wird. Weiterhin gibt es Ansätze, die Temperatur des Rotors aus bekannten Größen zu schätzen [Hub16, SWB14, Wal17].

2.1.4 Anordnung der Komponenten im Fahrzeug

Schon bei einem klassischen Fahrzeug mit Verbrennungsmotor gibt es eine Vielzahl an Möglichkeiten, alle notwendigen Komponenten des Antriebsstranges anzuordnen. Beginnend mit der Frage nach den angetriebenen Rädern – beim Automobil also Vorder-, Hinter- oder Allradantrieb – müssen Achsgetriebe, Schalt- bzw. Automatikgetriebe und Verbrennungsmotor sinnvoll im Fahrzeug verteilt werden. Durch diverse mechanische Verbindungen zwischen den Komponenten ist die Gestaltungsfreiheit jedoch reduziert.

Der elektrische Antrieb kennt im Vergleich dazu wenig Einschränkung und eröffnet hinsichtlich möglicher Fahrzeugarchitekturen neue Möglichkeiten. Die Stromsensoren und der DC-Spannungssensor bilden mit dem Inverter, der Rotorwinkel-Sensor mit der E-Maschine eine Einheit. Insgesamt ergeben sich damit lediglich zwei Komponenten, aus denen sich der elektrische Antrieb zusammensetzt. Diese Komponenten sind lose miteinander verbunden und müssen im Fahrzeug nicht gemeinsam untergebracht werden. Neben den Niedervolt-Sensorleitungen vom Winkelsensor zum Inverter müssen die Komponenten lediglich über drei AC-Leitungen verbunden sein. Der Inverter wiederum ist über zwei DC-Leitungen mit der Batterie verbunden und über eine Bus-Kommunikation mit weiteren Steuergeräten des Fahrzeugs.

Diese örtliche Flexibilität und die Kompaktheit des elektrischen Antriebssystems ergibt eine große Vielfalt hinsichtlich der Gestaltung der Fahrzeuge. Zusätzlich sind die Kosten für ein einzelnes elektrisches Antriebssystem deutlich geringer als die eines verbrennungsmotorischen Antriebsstranges. Insbesondere für Elektrofahrzeuge stellt der Einbau mehrerer elektrischen Antriebe in ein Fahrzeug durchaus eine Option dar.

Für Elektrofahrzeuge zeigt Abb. 2.3a mögliche Ausführungsarten. Die oben dargestellte Variante basiert auf einer zentralen E-Maschine, die über ein Differentialgetriebe an der Achse ihre Energie an beide Hinterräder abgibt. Dies ähnelt dem klassischen Konzept eines Fahrzeugs mit Verbrennungsmotor (Abb. 2.3d oben) am meisten. Dem gegenüber stehen die mittlere

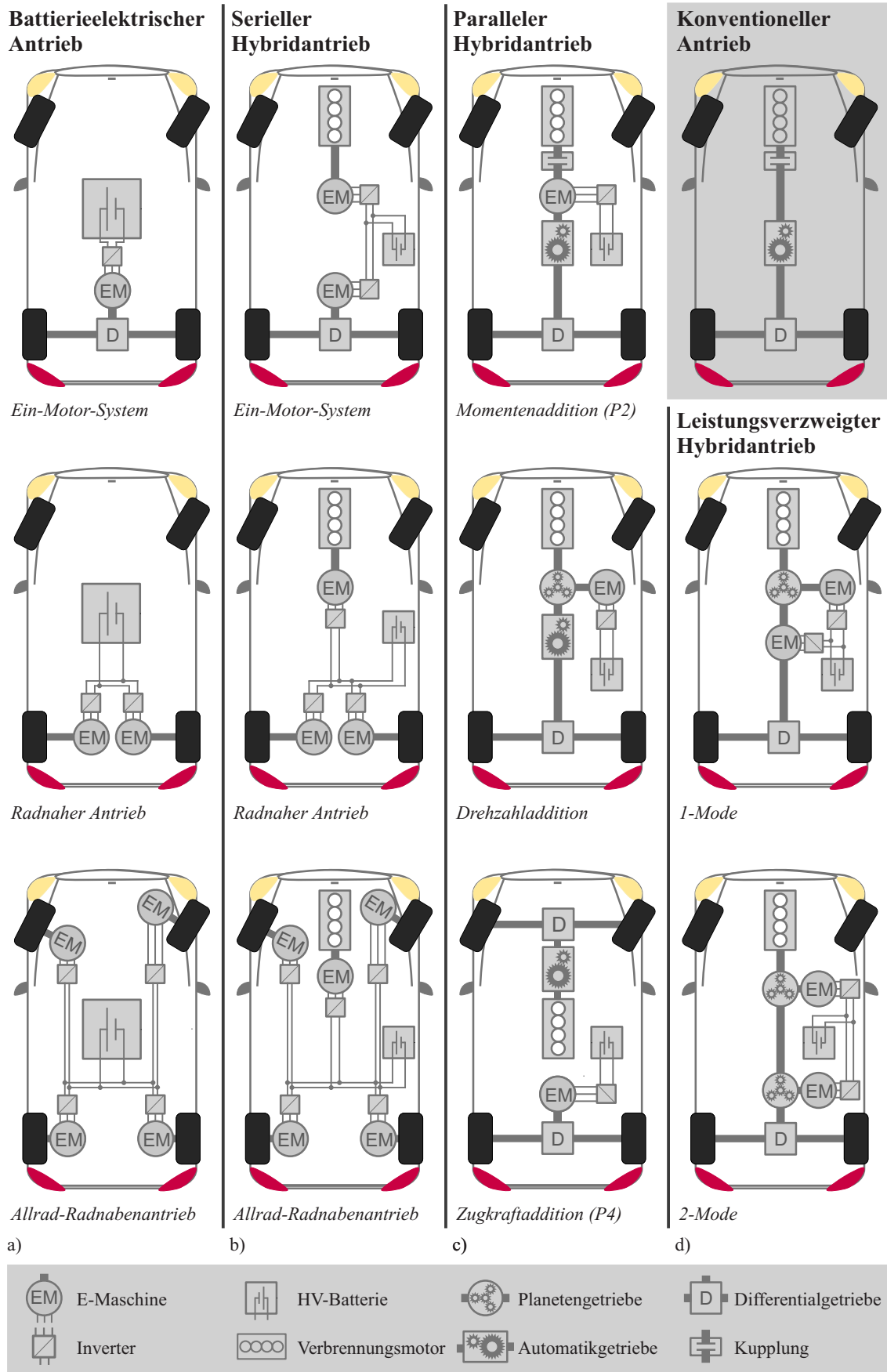


Abb. 2.3: Bei Hybrid- und Elektrofahrzeugen ist eine Vielzahl verschiedener Architekturen möglich. Die hier gezeigten Konfigurationen können auf diverse Art kombiniert und variiert werden [Hof14, Pet14].

und untere Variante, bei der an jedem Hinterrad ein eigener Einzelradantrieb platziert wird. Damit ist sogenanntes „Torque Vectoring“ möglich, das Drehmoment an jedem Rad kann individuell gesteuert werden [KSTN14]. Die Einzelradantriebe können dabei entweder als Radnabenantriebe (unten) oder als radnaher Antrieb (Mitte) ausgeführt werden. Bei letzterem ist die E-Maschine innerhalb der Karosserie angebracht und über eine Welle mit dem Rad verbunden. Alle Varianten können dabei an der Vorder- oder an der Hinterachse verbaut werden. In der Kombination ergibt das einen Allradantrieb, wie Abb. 2.3a unten zeigt.

Noch vielfältiger als bei den Elektrofahrzeugen stellt sich die Situation bei Hybridfahrzeugen dar, die einen Verbrennungsmotor mit einer oder mehreren E-Maschinen kombinieren. Die Topologien von Hybridfahrzeugen können in drei Kategorien eingeteilt werden: Serieller Hybrid, Parallelhybrid und leistungsverzweigter Hybrid (z. B. [Hof14]).

Bei einem *seriellen Hybridfahrzeug* ist der Traktionsantrieb rein elektrisch. Damit sind alle Architekturvarianten denkbar, die auch für Elektrofahrzeuge bestehen (Abb. 2.3b). Die elektrischen Antriebe müssen entsprechend groß dimensioniert werden. Der Verbrennungsmotor ist mit einer E-Maschine verbunden, die als Generator betrieben wird. Im Automobilbereich sind derartige Konfigurationen in der Regel als „Range-Extender“ ausgelegt: Das Fahrzeug ist mit einer großen Batterie ausgestattet, die auch am Stromnetz aufgeladen werden kann. Der Verbrennungsmotor lädt diese nach, sobald der Ladestand unter eine bestimmte Schwelle fällt. Damit müssen Verbrennungsmotor und Generator nur für die Dauerleistung des Fahrzeugs ausgelegt werden. Leistungsspitzen, z. B. bei einer Beschleunigung, werden durch die Batterie abgedeckt. Ein Beispiel für eine Anwendung des Prinzips ist der BMW i3 mit Range-Extender.

Bei *parallelen Hybridfahrzeugen* sind sowohl der Verbrennungsmotor, als auch die E-Maschine(n) mit den Rädern verbunden. Nach [Hof14] lassen sich die Parallelhybriden anhand ihrer Wirkweise in drei Gruppen einteilen:

- Drehmomentaddition: Hierbei sind Verbrennungsmotor und E-Maschine in ihrer Drehzahl fest gekoppelt, z. B. weil sie auf einer gemeinsamen Welle sitzen. Die Drehmomente der einzelnen Aggregate addieren sich, sie können frei gewählt werden (Abb. 2.3c oben).
- Drehzahladdition: Verbrennungsmotor und E-Maschine sind über ein Summiergetriebe, z. B. ein Planetengetriebe, miteinander verbunden. Dieses führt die Leistungen der beiden Motoren zusammen, wobei das Drehmomentenverhältnis durch die Übersetzung starr vorgegeben ist, die Drehzahl aber flexibel ist (Abb. 2.3c Mitte).
- Zugkraftaddition: Verbrennungsmotor und E-Maschine sind nicht direkt verbunden. Sie treiben voneinander unabhängig jeweils eine Achse an, die Verbindung besteht „durch die Straße“. Da über die Fahrgeschwindigkeit die Drehzahl vorgegeben ist, ist dies physikalisch eine Drehmomentaddition (Abb. 2.3c unten).

Für die Systeme mit Drehmomentaddition hat sich in der Branche eine einheitliche Nomenklatur durchgesetzt – die in Abb. 2.4 dargestellte Nummerierung der möglichen Positionen der E-Maschine. Je nach Positionierung gelten dabei unterschiedliche Anforderungen an die Maschinen. Bei P3- und P4-Hybriden sind die E-Maschinen ohne Schaltgetriebe mit den Rädern verbunden. Ähnlich wie bei Elektrofahrzeugen geht damit ein großer Drehzahlbereich

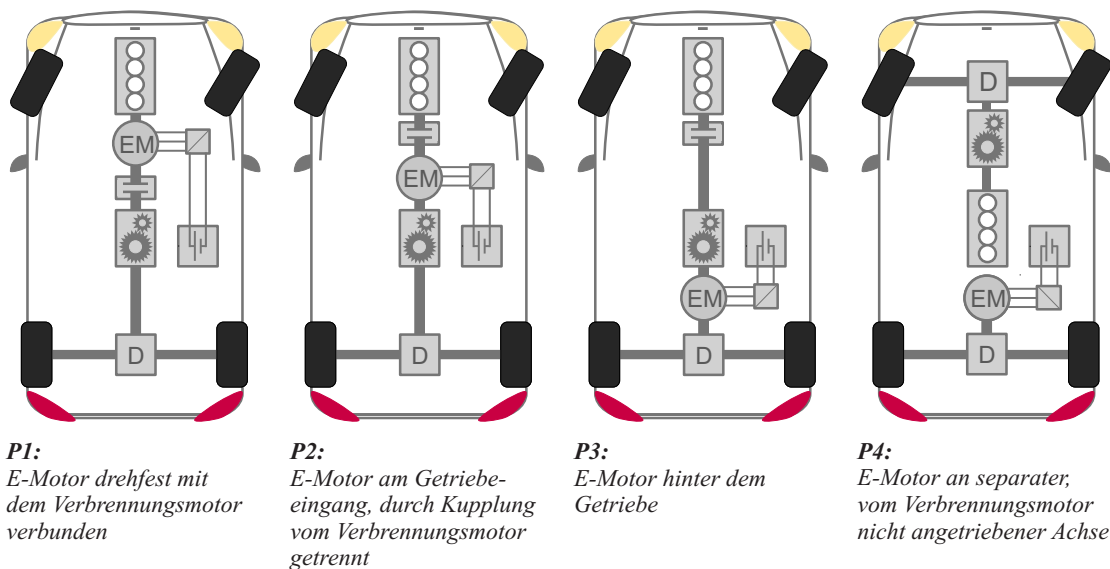


Abb. 2.4: Nomenklatur für Parallelhybride mit Drehmomentaddition [Hof14]. Die P2-Topologie entspricht Abb. 2.3c oben und die P4-Topologie Abb. 2.3c unten.

einher, damit alle Fahrgeschwindigkeiten abgedeckt werden. Oft werden derartige Antriebe für Drehzahlen bis deutlich über 10 000 1/min konzipiert. Bei P1- und P2-Hybriden hingegen befindet sich die E-Maschine vor dem Getriebeeingang. Die auftretenden Drehzahlen orientieren sich daher an den des Verbrennungsmotors (maximal ca. 6 000 - 7 000 1/min). Der Zusammenhang von Drehmoment und Drehzahl zwischen Getriebeeingang und Rad hängt vom eingelegten Gang des Getriebes ab. Dies lässt sich mit einer geeigneten Betriebsstrategie für eine Optimierung des Systemwirkungsgrads nutzen.

Die P1-Topologie ist typisch für sogenannte Mild-Hybride oder Start-Stop-Systeme, deren E-Maschinen verhältnismäßig kleine Leistungen aufweisen. Ein derartiges System vereint die klassischen Funktionen von Lichtmaschine und Starter in sich. Denkbar wäre, dass diese Topologie in Verbindung mit einem 48 V-Bordnetz in naher Zukunft in allen konventionellen Fahrzeugen eingesetzt wird und daher eine starke Verbreitung findet.

Die P2-Hybride unterscheiden sich davon durch eine zusätzliche Kupplung zwischen Verbrennungsmotor und E-Maschine, durch die – entsprechend größere elektrische Leistung vorausgesetzt – rein elektrisches Fahren möglich wird. Die P2-Topologie ist prädestiniert dafür, volle Hybridfunktionalität mit vergleichsweise geringem Aufwand in einem konventionell konzipierten Fahrzeug darzustellen. Aus diesem Grund ist das Konzept weit verbreitet. Auch Mercedes-Benz setzt bei den aktuellen Hybridfahrzeugen auf dieses Konzept. Daher werden die in dieser Arbeit untersuchten Antriebe in P2-Parallelhybriden eingesetzt.

Als dritte Kategorie existieren *leistungsverzweigte Hybride*, die Kombination aus seriellen und parallelen Hybridfahrzeugen. Die mechanische Leistung, die vom Verbrennungsmotor an die Räder geleitet werden muss, wird dabei in einen mechanischen und einen elektrischen Zweig aufgeteilt. Der Vorteil ist, dass der mechanische Zweig weniger komplex als mit einem herkömmlichen Schalt- oder Automatikgetriebe aufgebaut werden kann und trotzdem ein direkter Durchgriff des Verbrennungsmotors zum Rad besteht. Dafür werden jedoch zwei E-

Maschinen im Getriebe benötigt. Eine Anwendung findet die leistungsverzweigte *1-Mode-Topologie* im Toyota Prius. Für weitere Details, Beispielen aus konkreten Fahrzeugen, sowie Vor- und Nachteilen der einzelnen Konfigurationen sei auf Literatur verwiesen [Hof14, RN-Be12].

Hinsichtlich produktionsbedingter Auswirkung in den elektrischen Antriebssystemen muss ihre Anordnung betrachtet werden. Wird ein Antrieb lediglich mit einem Verbrennungsmotor gekoppelt als Generator genutzt, so ist sein genaues Drehmoment zweitrangig. Wird ein Antrieb hingegen als Traktionsantrieb verwendet, so ist es wichtig, sein Drehmoment genau zu kennen. In diesem Zusammenhang ist auch die Leistungsklasse der verwendeten Maschinen relevant. Je höher die Leistung, desto fataler kann ein falsch eingestelltes Drehmoment wirken. Dies gilt insbesondere, wenn rechtes und linkes Rad von zwei unabhängigen Maschinen angetrieben wird.

2.2 Elektromagnetische Modellierung

Für die Auslegung der Regelung des Antriebssystems ist eine detaillierte elektromagnetische Modellierung der Maschine notwendig. Die im Folgenden dargelegten Grundlagen finden sich beispielsweise in [Böc16, Sch09] wieder. Eine dreiphasige symmetrische Drehfeldmaschine mit Polpaarzahl $p = 1$ besitzt in ihrem Stator um 120° zueinander verdreht angeordnete Wicklungen. Die Wicklungen haben den elektrischen Widerstand R_s . Für die Maschine sind Klemmspannungen \mathbf{u}_{abc} und Phasenströme \mathbf{i}_{abc} an den Klemmen wie in Abb. 2.1 verzeichnet definiert. Sie stehen gemäß

$$\mathbf{u}_{abc} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = R_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{abc} \quad (2.1)$$

miteinander in Beziehung. Dabei bezeichnet $\boldsymbol{\psi}_{abc}$ die Statorflussverkettung, die sich einerseits durch die Induktivitäten der Maschine und die Ströme, sowie andererseits durch das Permanentmagnetfeld des Rotors ergibt. Alleine durch dessen Rotation ergibt sich bereits eine zeitliche Änderung der verketteten Flüsse im Stator. Alle Größen in (2.1) sind damit zeitveränderliche Wechselgrößen, im stationären Fall sinusförmig mit der Drehfrequenz des Rotors.

Die Hauptaufgabe des elektrischen Antriebssystems ist es, an einer mechanischen Abtriebswelle ein definiertes Drehmoment M und eine definierte Leistung P anzulegen. Die beiden Größen sind über

$$P = 2\pi M n_{mech} = 2\pi \frac{1}{p} M n_{el} = \frac{1}{p} M \omega \quad (2.2)$$

durch die mechanische Wellendrehzahl n_{mech} (Einheit: Zahl der Umdrehungen pro Sekunde) verknüpft. Diese Drehzahl n_{mech} kann wiederum in die elektrische Kreisfrequenz ω umgerechnet werden (Einheit: Radianen pro Sekunde):

$$\omega = 2\pi f = 2\pi p n_{mech}. \quad (2.3)$$

Die Polpaarzahl p gibt an, wie viele magnetische Nord- und Südpole der Rotor der Maschine entlang seines Umfangs aufweist. Eine Maschine mit Polpaarzahl $p = 1$ besitzt dabei genau einen Nord- und einen Südpol, bei ihr sind mechanische n_{mech} und elektrische Drehzahl n_{el} identisch. Die schematische Darstellung in Abb. 2.5 zeigt eine Maschine mit einem Polpaar, die in Abb. 2.2 skizzierten Maschinen weisen Polpaarzahl $p = 2$ auf. Die in dieser Arbeit betrachteten IPMSM (Abb. 4.1) haben alle eine Polpaarzahl $p = 10$.

2.2.1 Rotororientierte Koordinaten

Mithilfe einer Koordinatentransformation können diese Zusammenhänge vereinfacht werden. In einem dreiphasigen System in Sternschaltung, dessen Sternpunkt nicht angeschlossen ist, ergibt sich die Summe aller Ströme durch die Kirchhoffsche Knotenregel

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.4)$$

zu null¹. Symmetrie vorausgesetzt ergibt sich dann auch bei Addition der drei Strangkomponenten von Spannung \mathbf{u}_{abc} und Fluss $\boldsymbol{\psi}_{abc}$ eine Null. Die produktionsbedingten Abweichungen in dieser Arbeit werden immer symmetrisch betrachtet, weshalb die Symmetrie als Voraussetzung angenommen werden kann.

Die drei Stranggrößen lassen sich als um 120° versetzte Vektoren in ein kartesisches Koordinatensystem einzeichnen, ihre Einheitsvektoren sind voneinander linear abhängig. Damit ist es möglich, die drei Vektoren auf nur zwei senkrecht zueinander stehende Hauptachsen zu projizieren. Die beiden Hauptachsen werden als α - und β -Achse, die Projektionsvorschrift als „Clarke-Transformation“ bezeichnet. Dargestellt ist die Transformation in Abb. 2.5a. Die Umrechnung von \mathbf{x}_{abc} nach $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ und zurück erfolgt über (2.5) und (2.6).

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{23} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \mathbf{T}_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{32} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \mathbf{T}_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \mathbf{T}_{23}^T \quad (2.6)$$

Dabei handelt es sich um die amplitudeninvariante Version der Clarke-Transformation, da die Amplituden der Komponenten erhalten bleiben. Sie hat den Vorteil, dass z. B. die Länge des transformierten Spannungsvektors dem Spitze-Wert der sinusförmigen Phasenspannung entspricht.

Die Anzahl der Einträge in den Vektoren aus (2.1) werden von jeweils drei auf zwei reduziert, der Zusammenhang selbst vereinfacht sich jedoch nicht wesentlich. Dies bietet erst eine weitere Transformation auf ein rotorfestes dq -Koordinatensystem, wie in Abb. 2.5b dargestellt.

¹ Voraussetzung sind so geringe Frequenzen, dass Gleichtaktströme keine Rolle spielen. Bei Inverter-Anwendungen ist dies in der Regel gegeben.

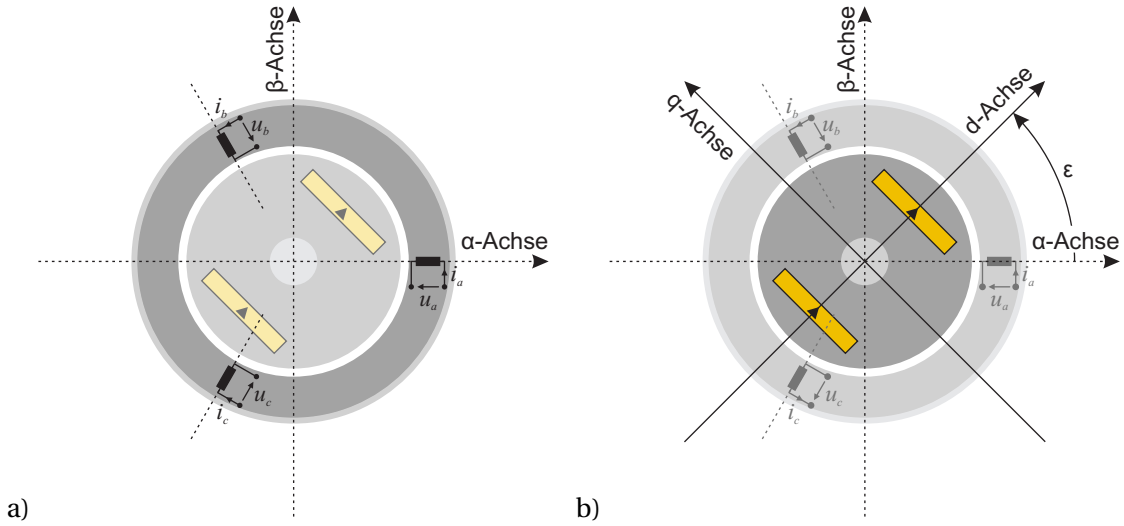


Abb. 2.5: Park-Transformation: Umrechnung der Statorgrößen a) zunächst in das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem und anschließend b) in rotorfeste dq -Koordinaten (z. B. [Sch09])

Die d -Achse (direct axis) ist dabei so definiert, dass sie immer in Richtung des Permanentmagnetflusses im Rotor zeigt. Die q -Achse (quadrature axis) steht orthogonal dazu. Die Transformation erfolgt unter Verwendung des Winkels ϵ zwischen der rotorfesten d -Achse und der statorfesten α -Achse. Diese Rotationsvorschrift ist zusammen mit der Clarke-Transformation als „Park-Transformation“, ihre Rücktransformation als „inverse Park-Transformation“ bekannt:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{Q}(\epsilon) \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \mathbf{Q}(\epsilon) = \begin{bmatrix} \cos(\epsilon) & -\sin(\epsilon) \\ \sin(\epsilon) & \cos(\epsilon) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \mathbf{Q}(-\epsilon) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \mathbf{Q}(-\epsilon) = \mathbf{Q}^{-1}(\epsilon) = \begin{bmatrix} \cos(\epsilon) & \sin(\epsilon) \\ -\sin(\epsilon) & \cos(\epsilon) \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

Für die zeitliche Ableitung von $\mathbf{Q}(\epsilon)$ gilt

$$\frac{d}{dt}(\mathbf{Q}(\epsilon)) = \frac{d}{d\epsilon}(\mathbf{Q}(\epsilon)) \frac{d\epsilon}{dt} \quad (2.9)$$

mit der Drehfrequenz ω als zeitliche Änderung des Winkels ϵ

$$\omega = \frac{d\epsilon}{dt}. \quad (2.10)$$

Über Projektion und Rotation kann so die Spannungsgleichung (2.1) vom statororientierten abc -Koordinatensystem direkt auf das rotororientierte dq -System umgerechnet werden:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{dq} &= \mathbf{Q}(-\epsilon) \mathbf{T}_{23} \mathbf{u}_{abc} \\ &= R_s \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{Q}(-\epsilon) \frac{d}{dt} (\boldsymbol{\psi}_{dq} \mathbf{Q}(\epsilon)) \\ &= R_s \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{Q}(-\epsilon) \frac{d}{dt} (\boldsymbol{\psi}_{dq}) \mathbf{Q}(\epsilon) + \mathbf{Q}(-\epsilon) \boldsymbol{\psi}_{dq} \frac{d}{dt} (\mathbf{Q}(\epsilon)) \\ &= R_s \mathbf{i}_{dq} + \frac{d}{dt} (\boldsymbol{\psi}_{dq}) + \omega \mathbf{J}_K \boldsymbol{\psi}_{dq}. \end{aligned} \quad \text{mit} \quad \mathbf{J}_K = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Dazu kommt, dass zwischen den Flüssen ψ_d und ψ_q Kreuzsättigung besteht. In Abb. 2.6 sind die Flusspfade in d - und in q -Richtung durch die Maschine eingezeichnet: In der Maschine gibt es Flusspfade, die sowohl von ψ_d als auch von ψ_q durchlaufen werden. In diesen Bereichen tragen beide Flussrichtungen dazu bei, dass das Eisen gesättigt wird. Somit hängt das Sättigungsverhalten in d -Richtung auch davon ab, wie groß der Fluss in q -Richtung ist – und umgekehrt. Das bedeutet, dass der verkettete Fluss ψ_d in d -Richtung nicht nur vom Strom i_d , sondern auch (in deutlich geringerem Maße) vom Strom i_q abhängig ist. Ebenso verhält es sich mit dem Fluss ψ_q , auch er ist von beiden Stromkomponenten abhängig. Allgemein muss der verkettete Fluss daher in Abhängigkeit beider Stromkomponenten notiert werden:

$$\boldsymbol{\psi}_{dq} = \begin{bmatrix} \psi_d(i_d, i_q) \\ \psi_q(i_d, i_q) \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

Diese Nichtlinearitäten lassen sich im Allgemeinen nicht analytisch darstellen, sodass die Flussverkettungen für die hoch genaue Modellierung in der Regel durch Wertetabellen (engl. Look-Up-Table oder LUT) beschrieben werden. Darin sind Funktionswerte in Abhängigkeit der Ströme i_d und i_q hinterlegt, sodass diese mithilfe von Interpolation an den entsprechenden Stellen ausgewertet werden können.

2.2.3 Drehmomentbildung

Das Drehmoment einer elektrischen Maschine ergibt sich aus dem Kreuzprodukt des Stromvektors und des Vektors des verketteten Flusses. Für das statorfeste Koordinatensystem gilt daher mit der Polpaarzahl p der Maschine

$$M = \frac{3}{2} p (\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta} \times \mathbf{i}_{\alpha\beta}) = \frac{3}{2} p \left(\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \right). \quad (2.15)$$

Der Faktor $3/2$ kommt dabei aus der amplitudeninvarianten Clarke-Transformation (2.5): Bei dieser werden die drei Stranggrößen a , b und c in nur zwei Größen α und β umgewandelt, ohne die Amplituden entsprechend zu vergrößern (aus genannten Gründen). Dafür fehlt jedoch bei der Bildung des Kreuzproduktes ein Drittel der Leistung, was durch diesen Faktor korrigiert wird.

Das Kreuzprodukt lässt sich geometrisch interpretieren als die von Strom- und Flussvektor aufgespannten Fläche. Das Drehmoment ist genau dann maximal, wenn die Vektoren senkrecht aufeinander stehen. Das gilt allgemein, im statorfesten wie im rotorfesten Koordinatensystem. Rotorfest gilt daher der wichtige Zusammenhang

$$M = \frac{3}{2} p (\boldsymbol{\psi}_{dq} \times \mathbf{i}_{dq}) = \frac{3}{2} p (\psi_d(i_d, i_q) i_q - \psi_q(i_d, i_q) i_d). \quad (2.16)$$

Interessant ist an dieser Stelle die Betrachtung der mithilfe von (2.12) notierten linearen Version von (2.16):

$$M = \frac{3}{2} p (\psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q). \quad (2.17)$$

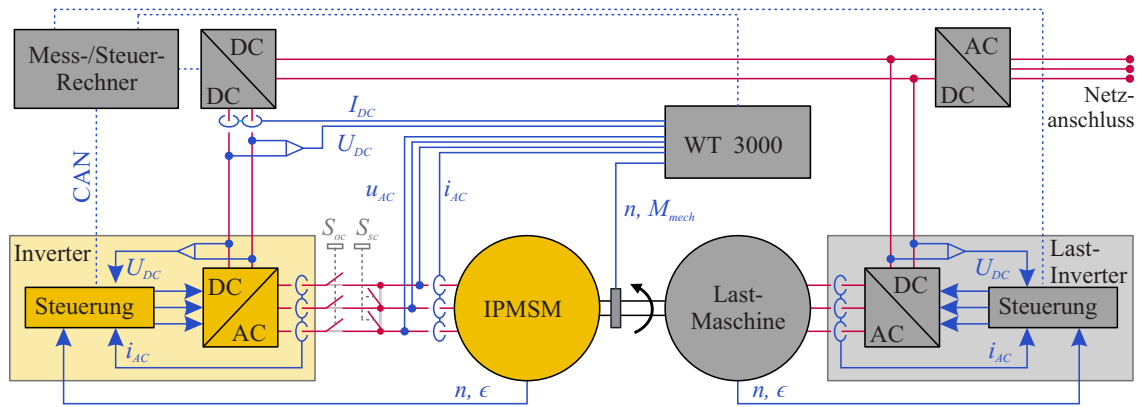


Abb. 2.7: Aufbau des verwendeten E-Maschinen-Prüfstands

Darin werden die beiden physikalischen Wirkmechanismen, die das Drehmoment verursachen, sichtbar: Der erste Term beschreibt die Lorenzkraft, die sich aus dem Permanentmagnetfluss ψ_{PM} und dem dazu orthogonal stehenden Strom i_q ergibt. Der zweite Term beschreibt den Reluktanzanteil des Drehmomentes, der sich aus der Differenz zwischen den Induktivitäten L_d und L_q ergibt. Die Differenz entsteht durch die Laschen im Rotoreisen der IPMSM und ist bei dieser Maschinenart daher auch besonders ausgeprägt. Es gilt dann $L_q > L_d$. Das maximale Drehmoment liegt somit nicht ausschließlich mit i_q -Strom an, wenn die Lorenzkraft am stärksten wirkt, sondern wenn etwas negativer i_d -Strom eingestellt wird.

2.2.4 Gewinnung der nichtlinearen Charakteristika permanenterregter Maschinen

In der Praxis reicht insbesondere bei hochausgenutzten Maschinen eine Reduktion ihrer Charakteristika auf konstante Werte für L_d , L_q und ψ_{PM} nicht aus. Um ihre Nichtlinearitäten vollständig zu beschreiben, kann das Verhalten simulativ oder messtechnisch erfasst werden. Für Fahrzeugantriebe lohnt sich der Aufwand einer umfangreichen Vermessung, da damit die Ansteuerung der Maschine verbessert werden kann. Von dem einmaligen Aufwand während der Entwicklung profitiert letztlich jedes einzelne der in hoher Stückzahl gefertigten Fahrzeuge.

In Abb. 2.7 ist schematisch der Aufbau des verwendeten E-Maschinen-Prüfstandes veranschaulicht, mit dem alle Messungen dieser Arbeit durchgeführt werden. Im Zentrum stehen Inverter und IPMSM des zu vermessenden Systems (gelb hinterlegt). Die intern zur Verfügung stehenden Signale Phasenstrom i_{AC} , Zwischenkreisspannung U_{DC} , Drehzahl n und Rotorwinkel ϵ sind darin eingezeichnet. Über eine Batteriesimulation (als DC/DC-Converter eingezeichnet) wird der Inverter mit einer Zwischenkreisspannung versorgt. In der AC-Leitung zwischen Inverter und E-Maschine befindet sich ein Schütz, das diese Verbindung trennen kann (S_{oc}). Zusätzlich gibt es ein zweites Schütz, das die Phasen kurzschließen kann (S_{sc}). Durch diese können Kurzschlussstrom und Leerlaufspannung einer Maschine ermittelt werden. Über eine Welle ist die IPMSM mit der Lastmaschine des Prüfstandes mechanisch verbunden. In diese Welle integriert ist ein Drehmomentmessflansch, der das anliegende Drehmoment und die Drehzahl erfasst. In dieser Arbeit kommt dafür ein HBM T12 zum Einsatz.

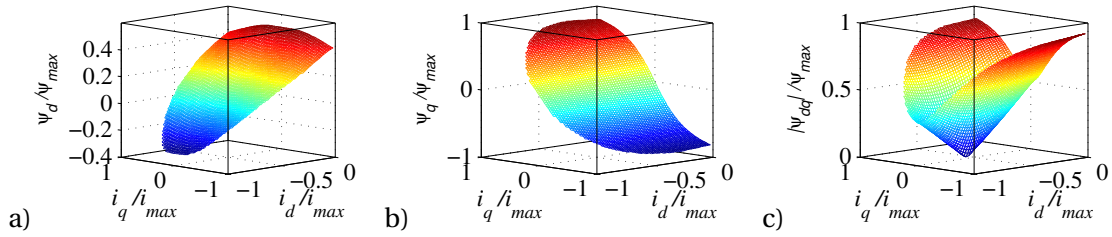


Abb. 2.8: Perspektivische, dreidimensionale Darstellung der verketteten Flüsse in Abhängigkeit der beiden Größen i_d und i_q : a) $\psi_d(i_d, i_q)$, b) $\psi_q(i_d, i_q)$ und c) $|\psi|(i_d, i_q)$

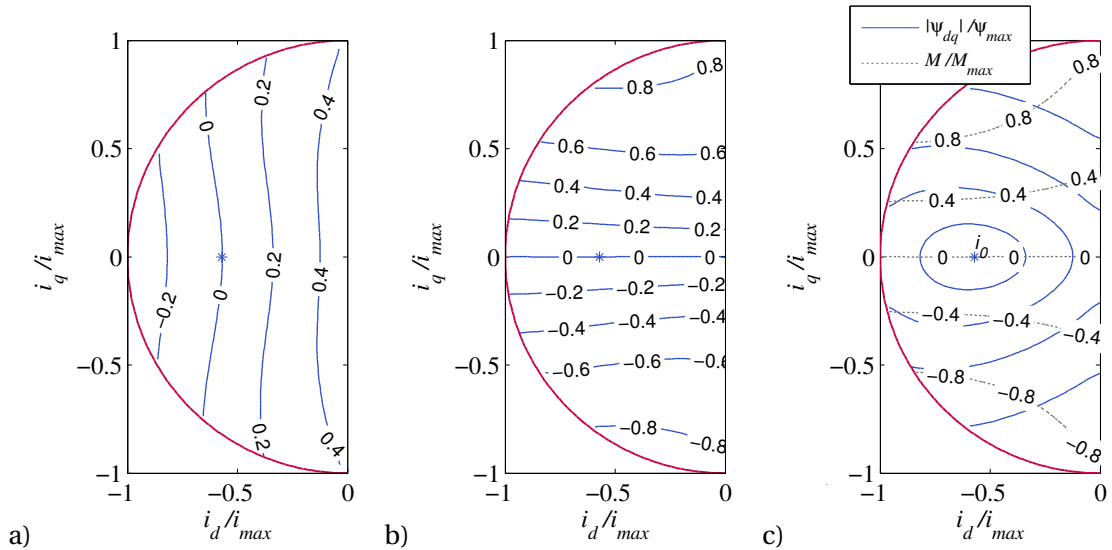


Abb. 2.9: Darstellung der verketteten Flüsse in Abhängigkeit von i_d/i_q als Isolinien-Darstellungen: a) $\psi_d(i_d, i_q)$, b) $\psi_q(i_d, i_q)$ und c) $|\psi|(i_d, i_q)$

Auch die Lastmaschine wird über einen Inverter betrieben. Zur präzisen Messwertaufnahme kommt ein Yokogawa WT3000 zum Einsatz, das sowohl DC-, als auch AC-seitig alle Ströme, Spannungen und damit auch Leistungen aufzeichnet. Darüber hinaus zeichnet es auch die Messwerte des HBM T12 auf. Optional können Ströme und Spannungen des Systems parallel zum Leistungsmessgerät mit einem Oszilloskop aufgezeichnet werden [Ueb14]. Sowohl die Steuerung von Prüfstand und Prüfling, als auch die Abspeicherung der Messgrößen aus dem WT3000 erfolgt über zentrale Mess- und Steuer-Rechner, die Verbindung erfolgt über ein CAN-Bus-Netzwerke.

Die Vermessung einer E-Maschine, die „Charakterisierung“, ist ausführlich in [Ueb14] beschrieben. Zunächst wird mit einem hochpräzisen Messgerät der Phasenwiderstand R_s ermittelt. Er liegt für die untersuchten E-Maschinen im Bereich von $10\text{m}\Omega$. Dann wird der Prüfling, also die zu testende Maschine, mechanisch mit der Prüfstandsmaschine gekoppelt. Diese Prüfstandsmaschine wird drehzahl geregelt bei einer konstanten Drehzahl gefahren. Über eine Stromregelung im Inverter des Prüflings werden nun Arbeitspunkte angesteuert, die im gesamten i_d/i_q -Kennfeld gitterförmig angeordnet sind. An jedem dieser Arbeitspunkte wird ein Messdatensatz mit einem externen Messgerät aufgezeichnet. Der Datensatz besteht dabei aus den Phasenspannungen und -strömen, sowie dem Winkel zwischen den beiden.

Daneben wird die Rotorposition über einen Rotorwinkel-Sensor erfasst und das Drehmoment an der Welle zwischen Prüflings- und Prüfstandsmaschine gemessen.

Durch Umstellen von (2.11) nach dem verketteten Fluss und unter Voraussetzung stationären Betriebs können die verketteten Flüsse berechnet werden:

$$\boldsymbol{\psi}_{dq} = \mathbf{J}_K^{-1} \frac{1}{\omega} (\mathbf{u}_{dq} - R_s \mathbf{i}_{dq}). \quad (2.18)$$

Exemplarische verkettete Flüsse sind in Abb. 2.8 als perspektivischer, dreidimensionaler Graph dargestellt. Sie entstammen Messungen an einer Maschine der Generation EM01 (die in dieser Arbeit verwendeten Maschinen werden in Abschnitt 4.5.1 vorgestellt). Die Größen sind hier, wie in der gesamten Arbeit, auf ihren jeweiligen Maximalwert normiert: Der Strom auf den für das System maximal zulässigen Strombetrag i_{max} , der verkettete Fluss auf den Betrag des maximal auftretenden verketteten Flusses $|\boldsymbol{\psi}_{dq}|$ nach (2.19) und das Drehmoment auf das für alle Drehzahlen maximale Drehmoment M_{max} . Deutlich erkennbar sind die Stromabhängigkeiten der verketteten Flüsse $\psi_d(i_d, i_q)$ und $\psi_q(i_d, i_q)$: Über die Induktivitäten hängt ψ_d stark von i_d und analog ψ_q von i_q ab. In der perspektivischen Darstellung ist dabei die Eisensättigung gut zu erkennen: Ohne Sättigung wären Abb. 2.8a und b Ebenen, mit Sättigung ergibt sich ein Abflachen bei großen Strömen. Bei ψ_d in Abb. 2.8a ist das Abflachen auch in Abhängigkeit von i_q deutlich zu erkennen – eine Auswirkung der Kreuzsättigung. Die Flussverkettungen ψ_d und ψ_q sind zusätzlich abhängig vom Rotorwinkel [Ueb14]. Da der Fokus der Arbeit auf das mittlere Drehmoment gerichtet ist, kann diese Abhängigkeit in den Betrachtungen vernachlässigt werden.

Die perspektivische Darstellung in Abb. 2.8 hat den Nachteil, dass bei zweidimensionaler Betrachtung Information verloren geht und konkrete Werte schlecht ablesbar sind. Eine Alternative für die dreidimensionale Darstellung sind Isolinien-Darstellungen. Darin verzeichnet sind Äquipotentiallinien konstanten Flusses. Abb. 2.9a zeigt $\psi_d(i_d, i_q)$, Abb. 2.9b $\psi_q(i_d, i_q)$ und Abb. 2.9c den Betrag der beiden und damit die Länge des Flussvektors gemäß

$$|\boldsymbol{\psi}_{dq}(i_d, i_q)| = \sqrt{\psi_d^2(i_d, i_q) + \psi_q^2(i_d, i_q)}. \quad (2.19)$$

Für $|\boldsymbol{\psi}_{dq}|$ ergeben sich dabei ellipsenförmige Äquipotentiallinien.

Im weiteren Verlauf der Arbeit werden dreidimensionale Sachverhalte aufgrund der genannten Vorteile immer als Isolinien-Darstellung gezeigt. Die Darstellungen in Abb. 2.9 weisen dabei eine Achsensymmetrie zur d -Achse auf. Deshalb wird im Verlauf der Arbeit aus Platzgründen in der Regel lediglich der motorische Betrieb, d. h. der Bereich oberhalb der d -Achse dargestellt.

Bei der Betrachtung von Abb. 2.9c fällt der charakteristische Punkt i_0 im Zentrum dieser Flussellipsen auf, an dem für den verketteten Fluss in der Maschine $|\boldsymbol{\psi}_{dq}| = 0$ gilt. An diesem Punkt kompensiert der eingepreßte Strom den vom Permanentmagneten ausgehenden Fluss im Luftspalt vollständig. Dieser „Null-Fluss-Punkt“ ist bei der Identifikation produktionsbedingter Abweichungen in Kapitel 5 wichtig. Bei den im Rahmen dieser Arbeit betrachteten Maschinen ist der Betrag des Strompunkts i_0 kleiner als der maximal zulässige Strombetrag i_{max} .

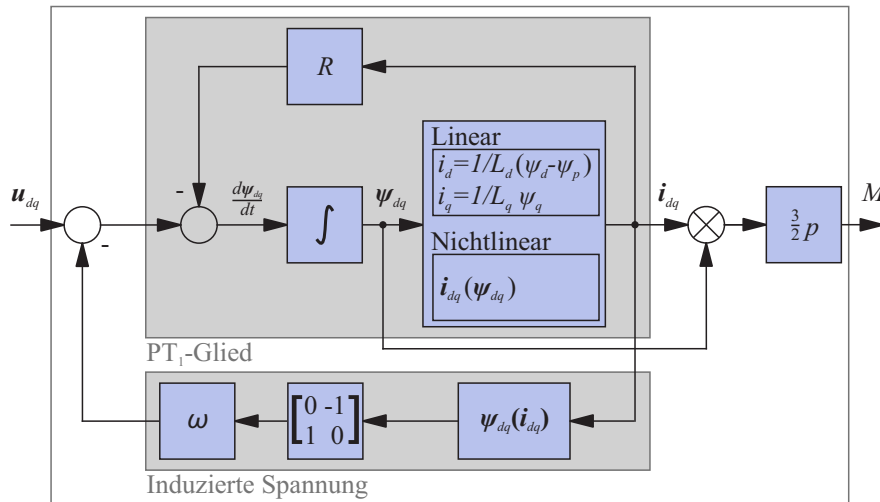


Abb. 2.10: Signalflussplan und Wirkplan des zeitkontinuierlichen Modells der IPMSM. Es ergibt sich P-T1-Verhalten des Stroms als Reaktion auf die Differenz zwischen induzierter Spannung und angelegter Klemmenspannung [Pet14]

Dies wird im Weiteren noch plausibilisiert. Außerdem ist in Abb. 2.9c der charakteristische Verlauf der Isolinien äquipotentialen Drehmoments $M(i_d, i_q)$ verzeichnet. Dieser ergibt sich durch Berechnung des Drehmoments mit (2.16) in Abhängigkeit von i_d und i_q .

Die Alternative zur Messung ist die Simulation mittels Finite-Elemente-Analyse (FEA). Dies bietet sich insbesondere dann an, wenn (noch) keine Maschine zur Vermessung aufgebaut ist. Dabei wird die Geometrie der Maschine digital nachgebildet und anschließend numerisch die elektromagnetischen Differentialgleichungen gelöst. So entsteht für einen gegebenen Arbeitspunkt ein detailliertes und realistisches Bild der Flussverteilung im Motor. Mit einer derartigen Simulation können schließlich die charakteristischen Größen bei verschiedenen Arbeitspunkten i_d und i_q berechnet werden und ebenfalls $\psi_d(i_d, i_q)$, $\psi_q(i_d, i_q)$ und $M(i_d, i_q)$ bestimmt werden.

2.2.5 Zeitkontinuierliche Modellierung

Auf Basis der obigen Gleichungen und der Flussverkettenungen ψ_{dq} kann die Maschine im Zeitbereich modelliert werden. Abb. 2.10 zeigt den Signalflussplan, der die Spannungsgleichung (2.11) repräsentiert. Die Gleichung wird dazu nach der Zeitableitung der verketteten Flüsse umgestellt:

$$\frac{d\psi_{dq}}{dt} = \mathbf{u}_{dq} - R\mathbf{i}_{dq} - \omega \mathbf{J}_K \psi_{dq}. \quad (2.20)$$

Den Klemmen des realen Systems entsprechend wird am Eingang des Modells eine Spannung eingegeben. Im Modell ergeben sich daraus die Zeitverläufe der Ströme. Mit diesen und den Flussverkettenungen ψ_{dq} kann über eine Implementierung der Drehmomentgleichung (2.16) das resultierende Drehmoment bestimmt werden. Mit diesem Modell werden die Kompensationsalgorithmen in Kapitel 6 simulativ getestet, bevor sie am realen System angewandt werden.

Im linearen Fall kann die Differentialgleichung (2.11) verwendet werden, um ein Modell abzuleiten. Die resultierende Modellgleichung ergibt sich anstatt mit den verketteten Flüßen

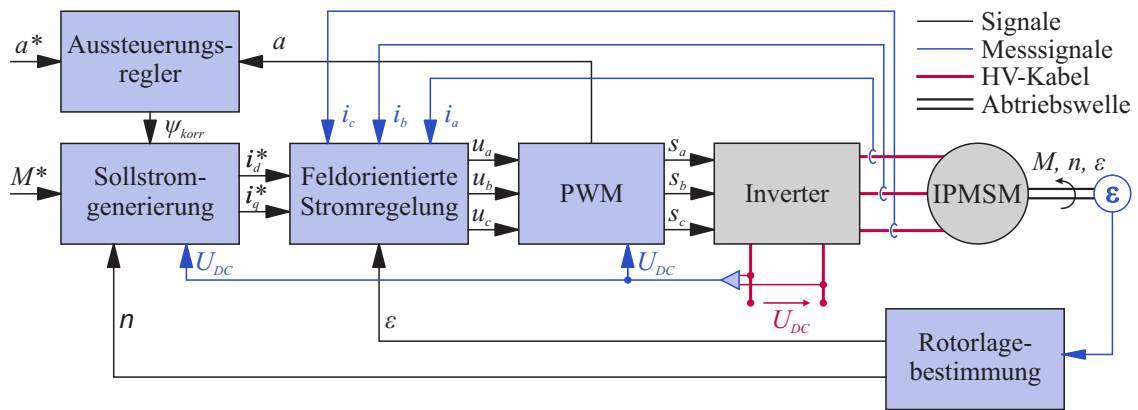


Abb. 2.11: Gesamtstruktur der Regelung des elektrischen Antriebs [Mey10, Pet14]

direkt mit den Strömen. Dazu wird die lineare Spannungsgleichung (2.13) umgestellt und es ergibt sich

$$\frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} = \mathbf{L}_{dq}^{-1} (\mathbf{u}_{dq} - R\mathbf{i}_{dq} - \omega \mathbf{J}_K \mathbf{L}_{dq} \mathbf{i}_{dq}) \quad (2.21)$$

als Strom-Differentialgleichung.

2.3 Feldorientierte Regelung der IPMSM

Mit der Kenntnis der elektromagnetischen Modellierung kann eine Struktur für die Ansteuerung und Regelung der Maschine abgeleitet werden. Wie gezeigt gehen im rotororientierten Koordinatensystem alle zeitveränderlichen Größen im stationären Betrieb in Gleichgrößen über. Da deren Regelung deutlich einfacher ist, wird dieses Koordinatensystem auch für die Regelung verwendet. Die Gesamtstruktur dieser *feldorientierten Regelung* ist in Abb. 2.11 dargestellt, ihre einzelnen Blöcke werden nachfolgend näher beschrieben.

2.3.1 Feldorientierte Stromregelung

Die Charakteristika von verketteten Flüssen und Drehmomenten lassen sich gut in Abhängigkeit der Ströme i_d und i_q beschreiben. Um einen bestimmten Betriebspunkt zu erreichen, muss daher der zugehörige Strom-Arbeitspunkt eingestellt werden. Durch den Inverter kann jedoch lediglich eine Spannung an den Klemmen vorgegeben werden. Daher wird als innerste Regelschleife zunächst eine *Stromregelung* benötigt. Ihre Regelgröße ist der Strom, ihre Stellgröße die Spannung. Die Auslegung der Stromregelung ist in der Literatur ausführlich beschrieben, im Folgenden soll daher nur ein kurzer Überblick über die Zusammenhänge gegeben werden [Mey10, Pet14, Wal17].

Das Motormodell aus Abb. 2.10 zeigt die zu regelnde Strecke nach [Pet14]. Wird diese gemäß (2.21) unabhängig von Sättigung beschrieben, so wird ihre Struktur deutlich: Der Aus-

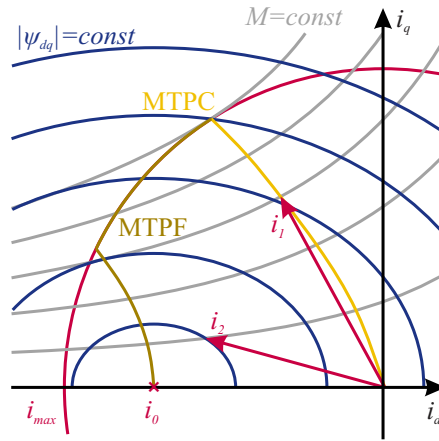


Abb. 2.12: Verketteter Fluss $|\boldsymbol{\psi}|(i_d, i_q)$, Drehmoment $M(i_d, i_q)$ und der Betriebsbereich des MTPC-Verfahrens zwischen MTPC- und MTPF-Kurve

gangsstrom zeigt P-T1-Verhalten. Er lässt sich durch zwei unabhängige P-T1-Glieder für d - und q -Richtung im Frequenzbereich beschreiben. Als Übertragungsfunktionen gelten

$$G_d(s) = \frac{I_d(s)}{\Delta U_d(s)} = \frac{K}{1 + s\tau_d}$$

$$G_q(s) = \frac{I_q(s)}{\Delta U_q(s)} = \frac{K}{1 + s\tau_q}$$

mit den Zeitkonstanten $\tau_d = L_d/R_s$ und $\tau_q = L_q/R_s$ sowie dem Verstärkungsfaktor $K = 1/R_s$. Der Eingang der P-T1-Glieder wird mit der Differenz aus der Spannung am Modelleingang \boldsymbol{u}_{dq} und der induzierten Spannung

$$\boldsymbol{u}_i = \omega \boldsymbol{J} \boldsymbol{\psi}_{dq} \approx \omega \boldsymbol{J}_K \boldsymbol{L}_{dq} \boldsymbol{i}_{dq} \quad (2.22)$$

beaufschlagt. In der induzierten Spannung steckt dabei die Verkopplung zwischen den Flüssen in d - und q -Richtung.

Für die Regelung der Strecke in Form der beiden unabhängigen P-T1-Glieder hat sich die Anwendung von ebenfalls unabhängigen PI-Reglern bewährt. Die Kreuzkopplung wird dabei durch eine Entkopplung in Form einer Vorsteuerung berücksichtigt. Verbleibende Unsicherheiten bei der Berechnung der induzierten Spannung, die zu einer fehlerhaften Vorsteuerung führen, werden durch die Reglerstruktur als Störgrößen ausgeglet.

Die vom Stromregler bestimmten Sollspannungen für die drei Phasen u_a , u_b und u_c werden im PWM-Block so in Ansteuersignale für die Halbbrücken umgerechnet, dass sich mithilfe der Zwischenkreisspannung U_{DC} am Ausgang des Inverters ebendiese Spannungen als zeitlicher Mittelwert innerhalb einer Pulsperiode einstellen.

2.3.2 Strategie der Sollstromgenerierung

Im Kraftfahrzeug fordert der Fahrer mittels Gas- und Bremspedalen ein Drehmoment an. Dieses muss vom elektrischen Antrieb mit hoher Genauigkeit bereitgestellt werden, ohne dass

es gemessen wird und eine Regelschleife geschlossen werden könnte. Um ein gewünschtes Drehmoment dennoch einstellen zu können, wird die Umkehrfunktion der Drehmoment-Charakteristik $M = f(i_d, i_q)$ aus (2.16) verwendet. Die Umkehrfunktion ist jedoch nicht eindeutig, ein bestimmtes Drehmoment kann mit verschiedenen Kombinationen aus i_d und i_q eingestellt werden. In der *Sollstromgenerierung* wird gemäß einem Optimierungskriterium der für ein Drehmoment ideale Strom ausgewählt, wobei alle physikalischen Systemgrenzen eingehalten werden.

In der Literatur sind dafür verschiedene Optimierungskriterien bekannt. Beim „Maximum Efficiency“-Ansatz [PB10, Pet14] werden die optimalen Arbeitspunkte unter Einbeziehung sämtlicher Verluste in der Maschine ausgewählt. Die Auslegung und Implementierung sind relativ aufwändig. Dem gegenüber steht das MTPC-Verfahren (*Maximum Torque per Current*) [Mey10, Pet14], bei dem die Auswahl des Stromarbeitspunktes unter dem Gesichtspunkt der Minimierung der Kupferverluste getroffen wird. Das Verfahren ist deutlich einfacher aufgebaut und, je nach verwendetem Motor, ist im Wirkungsgrad kein wesentlicher Vorteil des „Maximum Efficiency“-Verfahrens messbar [Pet14]. Im Rahmen der Arbeit soll daher das MTPC-Verfahren zur Sollstromgenerierung verwendet werden, wobei die meisten Ergebnisse direkt auf ein anderes Verfahren übertragbar sind.

Die Charakteristik der verketteten Flüsse und Drehmomente einer Maschine ist die Basis für die Drehmomentensteuerung. Zwei Bedingungen schränken den Betriebsbereich der Maschine ein: Die erste Bedingung betrifft den Strom. Er wird im Wesentlichen durch thermische Grenzen von Maschine und Inverter beschränkt. Sein Grenzwert i_{max} ist in Abb. 2.12 als roter Viertelkreis um den Koordinatenursprung eingezeichnet. Die zweite Bedingung betrifft den verketteten Fluss in der Maschine, der direkt mit der Zwischenkreisspannung U_{DC} zusammenhängt. Der maximale verkettete Fluss berechnet sich unter Zuhilfenahme der Drehfrequenz ω nach der Formel

$$\psi_{max}(\omega) = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}\omega}. \quad (2.23)$$

Der Zusammenhang gilt unter Vernachlässigung ohmscher Spannungsabfälle im Motor und sämtlicher Spannungsabfälle im Inverter. Dieser maximale verkettete Fluss lässt sich in Abb. 2.12 als eine der elliptischen Fluss-Isolinien einzeichnen – entlang dieser Linie herrscht an jedem Punkt exakt der mit der entsprechenden Zwischenkreisspannung und Drehzahl maximal mögliche Fluss. Unter Berücksichtigung von Strom- und Spannungsgrenzen wird der Betriebsbereich daher auf die Arbeitspunkte innerhalb der Schnittmenge des Stromkreises i_{max} und der Flussellipse $\psi_{max}(\omega)$ beschränkt. Je größer dabei die Drehzahl und je kleiner die Zwischenkreisspannung, desto kleiner ist die beschränkende Flussellipse.

Im Grenzfall, d. h. für hohe Drehzahlen $\omega \rightarrow \infty$ oder Zwischenkreisspannung $U_{DC} = 0$, wird der mögliche Betriebsbereich für eine ideale Maschine (mit Phasenwiderstand $R = 0$) reduziert auf den Null-Fluss-Punkt i_0 . Hier ist nun entscheidend, ob der Punkt i_0 innerhalb oder außerhalb des Maximalstrom-Kreises i_{max} liegt: Liegt der Punkt innerhalb, so kann die Maschine theoretisch mit unendlicher Drehzahl betrieben werden („infinite-speed PMSM drive“ [LXC16]). Liegt der Punkt außerhalb, so ist die Drehzahl beschränkt („finite-speed PMSM drive“). Geo-

metrisch bedeutet dies, dass die beschränkende Flussellipse immer so groß sein muss, dass sie eine Schnittmenge mit dem Stromkreis i_{max} aufweist².

Aus diesen Arbeitspunkten muss nun jeweils der hinsichtlich des Optimierungskriteriums beste Betriebspunkt ausgewählt werden. Um ein angefordertes Drehmoment einzustellen, kann prinzipiell jeder der i_d/i_q -Arbeitspunkte entlang einer Drehmoment-Isolinie ausgewählt werden – das resultierende Drehmoment an der Welle ist in jedem Fall dasselbe. Um dem MTPC-Kriterium gerecht zu werden, wird immer der Stromvektor mit der kürzesten Amplitude ausgewählt (z. B. \mathbf{i}_1 in Abb. 2.12). Betrachtet man die Arbeitspunkte mit minimalem Strom für alle möglichen Drehmomente, so liegen diese entlang einer charakteristischen Kurve: der in Abb. 2.12 eingezeichneten MTPC-Kurve. Gemäß (2.23) ist die limitierende Fluss-Ellipse für kleine Drehzahlen und damit kleine ω sehr groß. Für kleine Drehzahlen werden entsprechend immer die Punkte auf der MTPC-Kurve eingestellt.

Die Drehzahl, für die sich die $\psi_{max}(\omega)$ -Ellipse in einem Punkt mit i_{max} -Viertelkreis und MTPC-Kurve schneiden, wird *Eckdrehzahl* genannt. Für größere Drehzahlen schließt die begrenzende $\psi_{max}(\omega)$ -Ellipse einen Teil der MTPC-Kurve aus. Kleine Drehmoment-Werte liegen noch innerhalb der Ellipse, während größere Drehmomente nicht mehr auf der MTPC-Kurve angefahren werden können. Um diese größeren Drehmomente dennoch einzustellen, kann zusätzlicher negativer i_d -Strom in die Maschine eingeprägt werden. Der Stromvektor \mathbf{i}_2 in Abb. 2.12 ist ein Beispiel für einen solchen Punkt bei hoher Drehzahl. Für den Betrieb mit minimalem Strom-Betrag wird der Schnittpunkt zwischen der begrenzenden $\psi_{max}(\omega)$ -Ellipse und der Isolinie des angeforderten Drehmoments gewählt. Für eine erhöhte Drehzahl bedeutet das in der graphischen Interpretation in Abb. 2.12: Wenn möglich, wird der Strompunkt auf der MTPC-Kurve gewählt. Möglich ist das bis zu dem Drehmoment-Wert, der am Schnittpunkt von MTPC-Kurve und $\psi_{max}(\omega)$ -Ellipse liegt. Wird noch höheres Drehmoment angefordert, so folgt der Arbeitspunkt der $\psi_{max}(\omega)$ -Ellipse – bis schließlich der Strom auf der $\psi_{max}(\omega)$ -Ellipse die Stromgrenze erreicht. Dann ist das maximal verfügbare Drehmoment für eine festgelegte Drehzahl in der Maschine erreicht.

Dieser Schnittpunkt zwischen der begrenzenden $\psi_{max}(\omega)$ -Ellipse und dem Viertelkreis des maximalen Stroms i_{max} in Abb. 2.12 markiert den oberen Bereich der MTPF-Kurve (*Maximum Torque per Flux*). Diese charakteristische Kurve markiert – analog zur MTPC – das jeweils für einen gegebenen maximalen Fluss (abhängig von Drehzahl und Zwischenkreisspannung) maximal in der Maschine verfügbare Drehmoment.

Entlang sehr kleiner $\psi_{max}(\omega)$ -Ellipsen (hohe Drehzahl bzw. kleine Zwischenkreisspannung) liegt das maximal erreichbare Drehmoment nicht mehr bei maximalem Strom i_{max} . Graphisch zeichnet sich der Punkt maximalen Drehmoments für eine $\psi_{max}(\omega)$ -Ellipse dadurch aus, dass dort ihre Tangente mit der Tangente der Drehmoment-Isolinie parallel verlaufen. Betrachtet man die Punkte für verschiedene $\psi_{max}(\omega)$ -Ellipsen, so ergibt sich wiederum eine Kurve – der

² Der Punkt i_0 liegt nahe an dem Arbeitspunkt, der sich bei einem Kurzschluss der Phasen der Maschine als Kurzschlussstrom i_{sc} einstellt (Ausführliche Diskussion hierzu in Kapitel 5). Hieraus begründet sich auch, dass er für die betrachteten Traktionsmaschinen i_0 immer innerhalb des i_{max} -Kreises liegt: Der Kurzschluss ist für das Fahrzeug ein sicherer Zustand, da hier die Phasenspannung des Motors im Inverter trotz Drehzahl definiert zu null geschaltet wird. Dieser Kurzschlussstrom darf dabei stationär keinesfalls außerhalb der Systemstromgrenze i_{max} liegen.

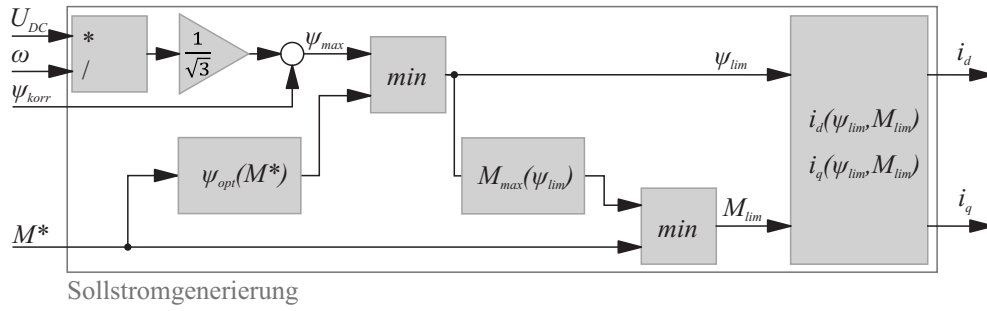


Abb. 2.13: Sollstromgenerierung zur Drehmomentensteuerung in der elektrischen Maschine [Mey10]

untere Teil der MTPF-Kurve. Damit definiert sich die MTPF-Kurve als diejenige, bei der für einen gegebenen maximalen verketteten Fluss $\psi_{max}(\omega)$ – wenn nötig unter Einhaltung der Stromgrenze – das maximale Drehmoment anliegt.

Zusammenfassend ist der Bereich zwischen MTPC- und MTPF-Kurve der optimale Betriebsbereich für eine IPMSM. Erlaubt es die Spannungsgrenze, so wird der Arbeitspunkt auf der MTPC-Kurve gewählt. Wirkt sie limitierend, so ermöglicht zusätzlicher negativer i_d -Strom eine Erhöhung des Drehmoments – maximal bis zur MTPF-Kurve.

2.3.3 Implementierung der Sollstromgenerierung

Diese Sollstromgenerierung kann in der Inverter-Software mit der Struktur aus Abb. 2.13 implementiert werden. Die oben beschriebenen Zusammenhänge sind zu komplex, um sie in einem Mikrocontroller online zu berechnen – weshalb vier offline bestimmte Wertetabellen verwendet werden. Die Drehmomentanforderung M^* wird in die erste Tabelle $\psi_{opt}(M^*)$ eingespeist. Der daraus bestimmte Flusswert ψ_{opt} wird benötigt, um das angeforderte Drehmoment M^* an der MTPC-Kurve einzustellen.

Dieses ψ_{opt} wird dann mit dem limitierenden Fluss ψ_{max} gemäß (2.23) verglichen:

$$\psi_{lim} = \min(\psi_{opt}, \psi_{max}). \quad (2.24)$$

Für kleine Drehzahlen gilt $\psi_{opt} < \psi_{max}$, woraus sich aus (2.24) $\psi_{lim} = \psi_{opt}$ ergibt. Für größere Drehzahlen, wenn die Spannung den Betrieb auf der MTPC-Kurve einschränkt, gilt $\psi_{opt} > \psi_{max}$ und damit $\psi_{lim} = \psi_{max}$. Die Tabelle $M_{max}(\psi_{lim})$ repräsentiert die MTPF-Kurve. Sie bestimmt das mit dem Fluss ψ_{lim} maximal erreichbare Drehmoment M_{max} , auf das die Drehmomentanforderung M^* über

$$M_{lim} = \min(M_{max}(\psi_{lim}), M^*) \quad (2.25)$$

limitiert wird. Die so ermittelten Werte M_{lim} und ψ_{lim} werden in zwei Tabellen $i_d(\psi_{lim}, M_{lim})$ und $i_q(\psi_{lim}, M_{lim})$ eingespeist. Diese beinhalten die inversen Funktionen von $|\boldsymbol{\psi}|(i_d, i_q)$ aus (2.19) und $M(i_d, i_q)$ aus (2.16). Mit ihrer Hilfe wird der zugehörige Stromvektor \mathbf{i}_{dq} ermittelt. Wird dieser Stromvektor schließlich über die feldorientierte Stromregelung in der

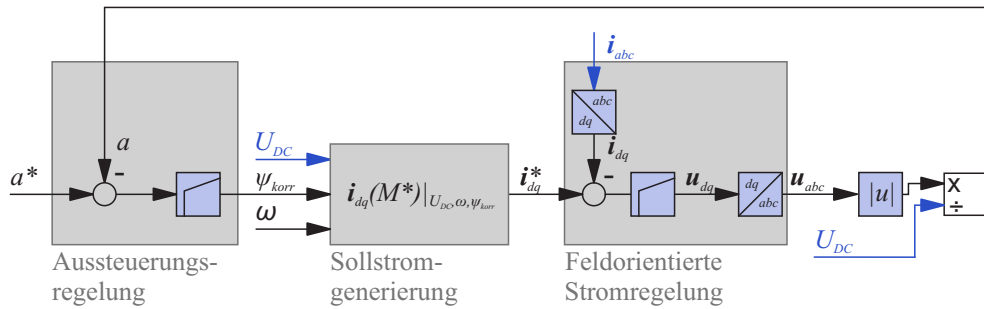


Abb. 2.14: Der Aussteuerungsregler stellt eine optimale Spannungsausnutzung im Feldschwächbereich sicher [Mey10]

Maschine eingestellt, so ergibt sich bei idealer Modellparametrierung exakt das angeforderte Drehmoment M^* in der Maschine – in einem rein gesteuerten Betrieb ohne Rückkopplungsschleife.

Die Funktion der Sollstromgenerierung ist dabei wesentlich abhängig davon, wie genau die verketteten Flüsse einer Maschine bekannt sind. Mit exakt vermessenen Flussverkettungen $\psi_d(i_d, i_q)$ und $\psi_q(i_d, i_q)$ gemäß der Methodik aus Abschnitt 2.2.4 ist ein Drehmomentfehler von unter 1 % bezogen auf das Maximaldrehmoment erreichbar. Aus der Produktion resultierende Abweichungen, die sich auf die Flussverkettungen $\psi_d(i_d, i_q)$ und $\psi_q(i_d, i_q)$ auswirken, beeinträchtigen hingegen direkt die erreichbare Drehmomentgenauigkeit negativ.

2.3.4 Aussteuerungsregler

Wichtig für den Betrieb ist die Einhaltung von Strom- und Spannungsgrenzen. Während erstere einfach bei der Stromregelung berücksichtigt werden kann, ergibt sich die eingestellte Spannung implizit über die Stromregelung aus dem ausgewählten Strom-Arbeitspunkt.

In einem idealen System wird die Spannungsgrenze über die Limitierung auf den maximalen Fluss ψ_{lim} aus (2.24) eingehalten. Im Feldschwächbereich ergibt sich die Limitierung aus Zwischenkreisspannung und Drehfrequenz über (2.23), wobei im realen System ψ_{max} etwas reduziert wird, um Abstand zur Spannungsgrenze als Regelungsreserve für den Stromregler zu lassen. Hierbei kommen jedoch Ungenauigkeiten der hinterlegten Flussverkettungen zum Tragen. Die in der Sollstromgenerierung berechneten Werte für die Flüsse ψ_{opt} sowie ψ_{lim} entsprechen möglicherweise nicht exakt dem tatsächlich in der Maschine vorherrschenden verketteten Fluss – wodurch der Vergleich in (2.24) nicht exakt funktioniert. Damit verändert sich die Regelungsreserve, was zu Dynamikverlust oder sogar dazu führen kann, dass der Sollstrom nicht eingestellt werden kann.

Um die zur Verfügung stehende Zwischenkreisspannung dennoch optimal auszunutzen, wird ein *Aussteuerungsregler* implementiert. Dieser bestimmt die Fluss-Randbedingung für die Sollstromgenerierung dynamisch zur Laufzeit. Der Aussteuerungsregler wird der Struktur aus Sollstromgenerierung und Stromregelung überlagert. Ist der tatsächliche Fluss in der Maschine größer als mit ψ_{lim} angenommen, so wird die Reglerreserve des unterlagerten Stromreglers eingeschränkt. Durch den Aussteuerungsregler wird der i_d -Strom dann betragsmäßig erhöht,

wodurch der Fluss sinkt. Ist der tatsächliche Fluss hingegen kleiner als ψ_{lim} , so wird die verfügbare Spannung nicht voll ausgenutzt. Der i_d -Strom wird betragsmäßig reduziert und damit unnötig erhöhte ohmsche Verluste vermieden. Das Prinzip des Aussteuerungsreglers ist in der Literatur (beispielsweise [Mey10, Hub16]) ausführlich beschrieben, seine Struktur in Abb. 2.14 schematisch dargestellt. Die Regelgröße ist der Aussteuergrad a , der sich über den Quotienten

$$a = \frac{|\mathbf{u}_{dq}|}{U_{zk}} \quad (2.26)$$

aus dem Betrag der Sollspannung $|\mathbf{u}_{dq}|$ und der Zwischenkreisspannung U_{zk} definiert. Der Aussteuergrad beschreibt, welcher Anteil der zur Verfügung stehenden Zwischenkreisspannung genutzt wird. Der Sollwert a^* für den Feldschwächbereich wird so gewählt, dass eine Reglerreserve für die Dynamik des Stromreglers bleibt. Die Stellgröße des Aussteuerungsreglers ist ein Korrekturfluss $\Delta\psi_{max}$, der zum gemäß (2.23) bestimmten Maximalfluss ψ_{max} addiert wird. Der in der Sollstromgenerierung gewählte Strom i_{dq} wird so derart beeinflusst, dass sich der gewünschte Spannungsbedarf ergibt.

Grafisch entspricht der Reglereingriff über $\Delta\psi_{max}$ einer Größenänderung der Flussellipse ψ_{lim} dahingehend, dass sie möglichst gut der tatsächlich in der Maschine limitierenden $\psi_{max}(\omega)$ -Ellipse entspricht. Dieser Sachverhalt wird bei der Ableitung von Kompensationsalgorithmen für Abweichungen im Verlauf der Arbeit noch wichtig.

2.4 Toleranzen im System

Die drei vorgestellten Funktionalitäten – Stromregelung mit zugehöriger Sollstromgenerierung und überlagertem Aussteuerungsregler – sind Kern der Software auf dem Mikrocontroller des Inverters. Die Software wird mit einem *Referenz-Inverter* an einer nominellen *Referenzmaschine* entwickelt. Mit genau diesem System funktioniert sie folglich exakt so, wie der Entwickler dies beabsichtigt.

2.4.1 Toleranzen und Abweichungen

Eine elektrische Maschine und ein Inverter können aufgrund der Fertigungsprozesse nicht beliebig genau hergestellt werden. Deshalb müssen in der Entwicklung *Toleranzen* definiert werden. Diese sind gemäß Spezifikation oder Zeichnung zulässige *Abweichungen* einer Bauteileigenschaft (z.B. eines Abmaßes) von seinem Nominalwert. Sie werden so gewählt, dass die Funktion des Gesamtsystems mit einer Abweichung innerhalb der Toleranz nicht eingeschränkt ist. Die Toleranz ist dabei keine Eigenschaft eines einzelnen Bauteils, sondern seiner Spezifikation. Sie gilt für die Gesamtheit aller produzierten Bauteile.

Für ein einzelnes, in Serie produziertes Bauteil ergeben sich produktionsbedingte *Abweichungen* vom Nominalwert, jedes einzelne System ist individuell. Die *absolute* Abweichung Δx eines Merkmals x lässt sich allgemein formulieren als Differenz

$$\Delta x = x_{ind} - x_{ref} \quad (2.27)$$

aus dem Wert des individuellen Bauteils x_{ind} und dessen Nominal- oder Referenzwert x_{ref} . Die *relative* Abweichung ergibt sich durch den Bezug auf den Nominalwert

$$\frac{\Delta x}{x_{ref}} = \frac{x_{ind} - x_{ref}}{x_{ref}}. \quad (2.28)$$

Über den Produktionsprozess muss sichergestellt werden, dass diese Abweichungen innerhalb der Toleranzgrenzen liegen. Gegebenenfalls wird die Einhaltung über eine End-Of-Line-Kontrolle sichergestellt. Für ein beliebiges System aus der Serienproduktion werden in der Arbeit die Begriffe des *individuellen Inverters* und der *individuellen Maschine* genutzt. Eine möglicherweise resultierende Diskrepanz zwischen angefordertem und tatsächlich eingestelltem Drehmoment des Antriebs wird als *Drehmomentfehler* bezeichnet.

Zur Untersuchung der Auswirkungen von Produktionsabweichungen werden in der Arbeit Maschinen verwendet, die hinsichtlich einer Eigenschaft gezielt an einer Toleranzgrenze gefertigt werden. Mit ihrer Hilfe kann aufgezeigt werden, wie die maximal innerhalb der Toleranz zulässige Abweichung wirkt. Eine solche Maschine wird als *Grenzmuster* bezeichnet.

2.4.2 Betrachtung mehrerer Einflussgrößen

Im elektrischen Antrieb gibt es viele einzelne Einflussfaktoren, die gleichzeitig innerhalb ihrer jeweiligen Toleranz variieren können. Um den kombinierten Einfluss mehrerer Faktoren zu bestimmen, kann auf die Methodik der Fehlerfortpflanzung zurückgegriffen werden. Die Fehlerfortpflanzung wird dann angewandt, wenn eine resultierende Größe y (z. B. ein Messwert) aus mehreren für sich genommenen abweichenden Einzelgrößen x_i (z. B. Einzelmesswerte) resultiert [Ler12]. Allgemein lässt sich dieser Zusammenhang wie folgt ausdrücken:

$$y = f(x_1, \dots, x_n). \quad (2.29)$$

Damit ergibt sich mit dem Nominalwert (oder wahren Wert) y_{ref} die absolute Abweichung Δy zu

$$\begin{aligned} \Delta y &= y_{ind} - y_{ref} \\ &= f(x_1 + \Delta x_1, \dots, x_n + \Delta x_n) - f(x_1, \dots, x_n). \end{aligned} \quad (2.30)$$

Der Einfluss mehrerer unabhängiger Einzelgrößen x_i lässt sich über eine Taylorreihe beschreiben, die bei kleinen Abweichungen $|\Delta x_i|$ nach den linearen Gliedern abgebrochen wird:

$$\begin{aligned} \Delta y &= \frac{\partial y}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial y}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots \\ &= \sum_{i=1}^n \frac{\partial y}{\partial x_i} \Delta x_i. \end{aligned} \quad (2.31)$$

Durch die Summation der einzelnen Einflüsse können sich diese auch gegenseitig aufheben. Soll dagegen aus bekannten Toleranzgrenzen eine „Worst Case“-Abschätzung getroffen werden, werden die Absolutwerte der maximal möglichen Abweichungen aufaddiert:

$$\Delta y = \sum_{i=1}^n \left| \frac{\partial y}{\partial x_i} \Delta x_i \right|. \quad (2.32)$$

In die Berechnung von Δy fließen damit die Fehlerbeiträge der einzelnen Größen Δx_i mit der zugehörigen Sensitivität $\frac{\partial y}{\partial x_i}$, mit der Δy auf diese Einflussgröße reagiert, additiv ein.

Als einfaches Beispiel sei in der linearen Drehmomentgleichung (2.17) für die Größen L_d , L_q und ψ_{PM} eine Toleranz gegeben, innerhalb derer sich individuelle Abweichungen ΔL_d , ΔL_q und $\Delta \psi_{PM}$ einstellen. Dann ergibt sich aus (2.31) für den Drehmomentfehler

$$\begin{aligned} \Delta M &= \frac{3}{2} p \left(\frac{\partial M}{\partial L_d} \Delta L_d + \frac{\partial M}{\partial L_q} \Delta L_q + \frac{\partial M}{\partial \psi_{PM}} \Delta \psi_{PM} \right) \\ &= \frac{3}{2} p (i_d i_q \Delta L_d + (-i_d i_q \Delta L_q) + i_q \Delta \psi_{PM}). \end{aligned} \quad (2.33)$$

Jede der drei Abweichungen geht abhängig vom Strom unterschiedlich stark in den Drehmomentfehler ein. Durch gegensinnige Ausprägung der einzelnen Abweichungen kann sich ihr Effekt im Idealfall abschwächen, im schlechtesten Fall wirken die Beiträge in dieselbe Richtung. In der Realität sind L_d , L_q und ψ_{PM} ihrerseits resultierende Größen, sodass die Beispielrechnung nicht ausreicht. Zudem sind die Größen nicht voneinander unabhängig und auch ihrer Nichtlinearität wird hier nicht Rechnung getragen. Trotzdem zeigt sie eine mögliche Vorgehensweise bei der Toleranzanalyse.

2.4.3 Prozessfähigkeit

Bei der Auswahl und Auslegung der Fertigungsprozesse wird eine möglichst geringe Abweichung vom jeweiligen Nominalmaß angestrebt, sodass Prozessunsicherheiten nicht zu einem Verlassen des Toleranzbereichs führen. Allerdings sagt der Toleranzbereich selbst zunächst nichts darüber aus, welche Abweichungen tatsächlich zu erwarten sind. Dies wird erst über statistische Betrachtungen möglich, die eine wesentliche Rolle bei der Optimierung der Fertigung spielen. Das Ziel ist, eine Aussage darüber zu treffen, wie die statistische Verteilung eines Merkmals bezogen auf die definierten Toleranzgrenzen liegt.

Eine zentrale Eigenschaft eines Produktionsprozesses ist hierbei die *Prozessfähigkeit*, die nach DIN ISO 3534-2 [DIN13] als „Schätzwert für die Werteverteilung eines Merkmals eines Prozesses“ definiert ist. Über diese Größe erfolgt die Verknüpfung von Abweichung und Toleranz. Die beschreibende Größe, der *Prozessfähigkeitsindex* C_p , ist definiert als

$$C_p = \frac{x_{OG} - x_{UG}}{X_{99,865\%} - X_{0,135\%}}. \quad (2.34)$$

Dabei stehen x_{UG} und x_{OG} stellvertretend für die Werte an einer unteren und oberen Toleranzgrenze, z. B. bei geometrischen Abmessungen. Für das Quantil $X_{0,135\%}$ gilt, dass exakt 0,135% aller auftretenden Werte kleiner sind. Für $X_{99,865\%}$ gilt, dass exakt 0,135% größer sind.

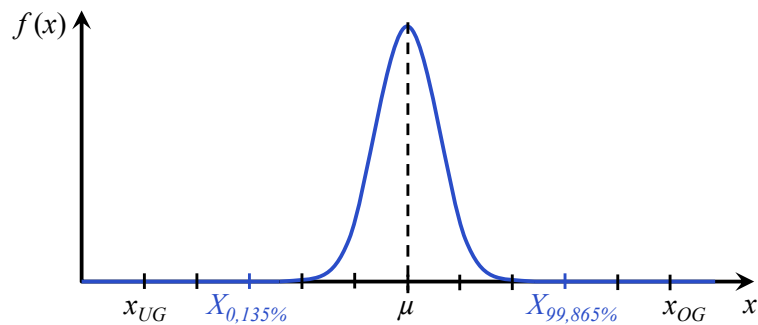


Abb. 2.15: Eine beispielhafte Darstellung der relativen Häufigkeit $f(x)$ von produktionsbedingten Abweichungen zwischen den definierten Toleranzgrenzen x_{UG} und x_{OG} für ein Merkmal x bei großen Stückzahlen

Bei einer Gaußverteilung ist der Bezugsbereich, der Abstand zwischen den Quantilen, die sechsfache Standardabweichung 6σ :

$$X_{99,865\%} - X_{0,135\%} = 6\sigma. \quad (2.35)$$

Dieser Index kann allerdings nur angegeben werden, wenn beide Grenzen definiert sind. Daher lässt sich in Abhängigkeit vom Mittelwert μ der Verteilung auch ein *unterer* und *oberer* Prozessfähigkeitsindex C_{pkL} und C_{pkU} (Indizes für „lower“ und „upper“) angeben und daraus ggf. der *kleinste* Prozessfähigkeitsindex C_{pk} bestimmen:

$$C_{pkL} = \frac{\mu - x_{UG}}{\mu - X_{0,135\%}} \quad (2.36)$$

$$C_{pkU} = \frac{x_{OG} - \mu}{X_{99,865\%} - \mu} \quad (2.37)$$

$$C_{pk} = \min \{C_{pkL}, C_{pkU}\}. \quad (2.38)$$

Bei einer Gaußverteilung halbiert sich hierbei der Bezugswert auf die dreifache Standardabweichung 3σ . Liegt der Mittelwert der Verteilung in der Mitte der Toleranzgrenzen, so sind die Werte für C_p und C_{pk} identisch. Je höher der C_p -Wert ist, desto schmaler ist die Verteilung im Bezug auf die Toleranzgrenzen. Für die vorliegende Arbeit ist diese Forderung des C_{pk} -Wertes zusammen mit den definierten Toleranzgrenzen eine wichtige Information darüber, welche Abweichungen vom Normwert und damit vom Normverhalten zu erwarten sind.

In der Automobilindustrie werden in der Regel C_p -Werte von mindestens $C_p = 1,67$ gefordert. Was dieser Wert konkret bedeutet, wird anhand einer Beispielrechnung deutlich. Die Toleranz für ein bestimmtes Abmaß einer Maschine sei mit $\pm 5\%$ angegeben. Der Toleranzbereich reicht damit vom 0,95- bis zum 1,05-fachen des Nominalwertes, in Abb. 2.15 ist das der Bereich zwischen $x_{UG} = 0,95$ und $x_{OG} = 1,05$. Unter beispielhafter Annahme einer Gaußverteilung für das betrachtete Abmaß kann durch Umstellen von (2.34) die zu erwartende Standardabweichung berechnet werden:

$$\sigma = \frac{x_{OG} - x_{UG}}{6C_p} = \frac{1,05 - 0,95}{6 \cdot 1,67} = 0,01.$$

Da bei einer Gaußverteilung 68,3% der Realisierungen im Intervall $\mu \pm \sigma$ liegen, haben also immerhin 31,7% der Maschinen eine Abweichung von mehr als $\pm 1\%$ und noch 4,5% von mehr

als $\pm 2\%$. Die Quantile liegen gemäß (2.35) im Abstand von $6\sigma = 0,06$ und damit bei $X_{0,135\%} = 0,97$ und $X_{99,865\%} = 1,03$. Die Toleranzgrenzen x_{UG} und x_{OG} liegen bei $C_p = 1,67$ insgesamt 10σ auseinander, davon außerhalb finden sich nur weniger als eines aus einer Million Teile.

Es wird zwar deutlich, dass sehr große Abweichungen bis hin zur Toleranzgrenze fast nicht auftreten. Allerdings kann auch eine Abweichung, die nur die Hälfte des Toleranzbandes ausnutzt, schon spürbare Auswirkungen haben. Außerdem sollten die Produktionszahlen zugrunde gelegt werden, die für Hybrid- und Elektrofahrzeuge für die kommenden Jahrzehnte prognostiziert werden. Vor dem Hintergrund ist die absolute Anzahl der von größeren Abweichungen betroffenen Fahrzeuge durchaus habhaft.

2.4.4 Betrieb mit Abweichungen

Die Auswirkungen genau dieser Abweichungen auf das Systemverhalten gilt es abzuschätzen und ggf. Maßnahmen dagegen zu ergreifen. Bei der Entwicklung der Software für Sollstromgenerierung und Regelung der Maschine (Kapitel 2) werden diese Abweichungen in aller Regel nicht betrachtet – was nicht zu vernachlässigende Effekte auf Drehmoment und Leistung hervorrufen kann.

Prinzipiell werden in den produzierten Antriebssystemen viele Einflussgrößen gleichzeitig verschieden stark abweichen (Abschnitt 2.4.2) und diese Abweichungen gewissen statistischen Verteilungen unterliegen (Abschnitt 2.4.3). Zur detaillierten Analyse eines solchen komplexen Zusammenwirkens bietet sich beispielsweise eine Monte-Carlo-Simulation an. Eine derartige Untersuchung ist für die vorliegende Arbeit allerdings von nachrangiger Bedeutung, da sie sich vielmehr mit der Kompensation, d. h. der Unterdrückung der Auswirkungen von produktionsbedingten Abweichungen, beschäftigt. Entscheidend ist hingegen zweierlei: Erstens die Signifikanz einer Abweichung, also wie stark sich die Abweichung eines bestimmten Merkmals auf die Zielgröße (Drehmoment) auswirkt. Zweitens der Wirkmechanismus, also das zugrunde liegende mathematische Modell, mit dem die Auswirkung ggf. unterdrückt werden kann.

Aus Sicht der Regelung bedeuten die Abweichungen eine Modifikation der zu regelnden Strecke. Dabei besteht ein grundsätzlicher Unterschied, ob die Strecke Teil einer geschlossenen Regelschleife oder einer Steuerung ist. In der beschriebenen feldorientierten Regelungsstruktur (Abb. 2.11) des elektrischen Antriebs ist beides vorhanden.

Der Stromregler stellt eine geschlossene Regelschleife dar. Dieser hat die Aufgabe, einen vorgegebenen Sollstrom in der Maschine einzustellen. Berechnet wird die Differenz aus Soll- und gemessenem Ist-Strom, auf die der Regler dann reagiert und ein entsprechendes Soll-Spannungssignal ermittelt. Dieses wird über den PWM-Block an den Inverter weitergegeben und dort als gepulste Spannung in die Maschine eingegeben – diese Kette stellt die zu regelnde Strecke dar. Als Reaktion stellt sich ein Strom ein, der wiederum gemessen und zum Regler zurückgeführt wird. Bei stationär genauer Auslegung des Reglers wird der gemessene Strom nach einer Einregelzeit immer genau dem angeforderten Sollstrom entsprechen – die Strecke muss dabei nicht unbedingt exakt bekannt sein³. Produktionsbedingte Abweichungen in

³ Eine genaue Kenntnis der Strecke ist für die Auslegung der Regelung trotzdem hilfreich.

der Strecke, z. B. im Inverter, wirken sich auf die Genauigkeit der Stromregelung also nicht direkt aus. Kritisch ist jedoch die Strommessung: Liegt ein Messfehler vor, also eine Differenz zwischen dem tatsächlichen Stromwert und dem durch die Messung ermittelten, so kann der Sollstrom-Wert nicht mehr exakt eingeregelt werden. Für alle geschlossenen Regelkreise müssen demnach mögliche Fehler der Messtechnik und deren Auswirkungen betrachtet werden, was in Kapitel 3 durchgeführt wird.

Das Drehmoment wird durch eine Steuerung eingestellt. Wie oben eingeführt, wird das Soll-Drehmoment mithilfe der Sollstromgenerierung auf einen Stromsollwert umgerechnet. Dieser wird dann in die Maschine eingeprägt, in der Annahme, dass sich damit das gewünschte Drehmoment in der Maschine ergibt. Dies funktioniert mit einer hohen Genauigkeit, solange die betriebene individuelle Maschine der vermessenen Referenzmaschine entspricht. Entscheidend ist, wie gut die in der Sollstromgenerierung hinterlegten Wertetabellen die individuelle Maschine beschreiben. Produktionsbedingte Abweichungen führen zu einer Diskrepanz in den Wertetabellen, die unmittelbar Drehmomentfehler verursacht. Bei Steuerungen muss die Strecke folglich genau bekannt sein. Für die Hauptaufgabe des Antriebs, der Generierung des Drehmoments, steht damit die Charakteristik der E-Maschine im Fokus. Dazu erfolgt eine Sensitivitätsanalyse in Kapitel 4, die den kausalen Zusammenhang zwischen einzelnen Abweichungen in der Maschine und Drehmomentfehlern untersucht.

3 Analyse der Einflüsse von Sensorfehlern auf das Drehmoment

Die Sensorik ist bei allen geschlossenen Regelschleifen besonders kritisch, da ein Messfehler direkt zu einem Fehler der geregelten Größe wird. Allerdings korreliert die Messgenauigkeit immer mit den Kosten, weshalb es sinnvoll ist, die Auswirkungen von Sensorfehlern genau zu betrachten. Dann kann eine Abschätzung getroffen werden, welche Genauigkeit bei der Systemauslegung gefordert werden muss.

Das elektrische Antriebssystem beinhaltet in der Regel drei Sensorarten, deren Anordnung im Inverter in Abschnitt 2.1.1 diskutiert und visualisiert wird: Phasenstrom-, Rotorwinkel-, und DC-Spannungssensorik¹. Die Messfehler des DC-Spannungssensors, der die Zwischenkreisspannung ermittelt, ist im System am wenigsten kritisch. Sein Wert fließt zwar in die Aussteuerungsregelung ein, in der Drehmomentbildung und -berechnung wird er aber nicht benötigt. Als kritisch sind diesbezüglich jedoch die Fehler von Phasenstrom- und Rotorwinkel-Sensorik einzustufen: Die Phasenstromsensoren sind naturgemäß das Rückgrat der Stromregelung. Der Winkelsensor liefert den Winkel für die Park-Transformation (2.7) der feldorientierten Stromregelung. Zusätzlich kann durch die Integration des Winkels über die Zeit die Drehzahl der Maschine bestimmt werden, wobei dafür kleine Messfehler des absoluten Winkels nicht entscheidend sind.

Alle drei Sensorarten werden in diesem Kapitel nacheinander beleuchtet. Zunächst werden aus der Literatur die Funktionsweisen erläutert und mögliche Fehlerursachen benannt. Auf dieser Grundlage können die Auswirkungen von Messfehlern auf die Drehmomentbildung betrachtet werden. Darin finden sich Teile einer Abhandlung des Autors wieder ([OB16]).

3.1 Stromsensoren

Für die Strommessung existieren verschiedene Prinzipien. Zur potentialgetrennten Messung von Strömen in Antriebsinvertoren ist die Nutzung von Hall-Sensoren weit verbreitet.

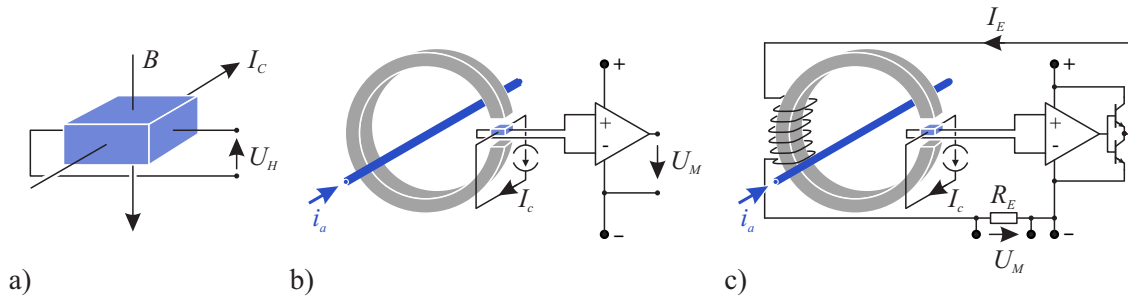


Abb. 3.1: Funktionsprinzip hallbasierter Stromsensoren zur Messung des Phasenstroms i_a :
 a) Hall-Effekt, b) direkt abbildender Sensor und c) Kompensationsstromwandler
 (nach [LEM])

3.1.1 Messprinzip

Hallsensoren sind in zwei Ausprägungen zu finden: *Direkt abbildende Stromsensoren* und *Kompensationsstromwandler* [LEM, Ler12, PC07, Sch09]. Zur Messung wird der Hall-Effekt genutzt, der durch die Lorentzkraft

$$F_L = q \cdot (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \quad (3.1)$$

auf in einem Magnetfeld \mathbf{B} mit der Geschwindigkeit \mathbf{v} bewegte Teilchen der Ladung q wirkt. Das Prinzip ist in Abb. 3.1a gezeichnet. Durch ein dünnes Metallplättchen wird ein definierter Strom I_C geleitet. Ein senkrecht dazu stehendes Magnetfeld mit der Flussdichte \mathbf{B} verursacht durch die Lorentzkraft F_L eine Ablenkung der Elektronen. Damit entsteht ein einseitiger Elektronenüberschuss, der als Spannung

$$U_H = \frac{k_H}{d_H} I_C |\mathbf{B}| + U_{H0} \quad (3.2)$$

messbar ist. Die Formel gilt für aufeinander senkrecht stehende Größen. Die Größe k_H bezeichnet dabei die Hall-Konstante des Materials, d_H ist die Materialdicke und U_{H0} ist eine Offset-Spannung des Sensors, die ohne externes Feld anliegt.

Direkt abbildender Sensor: Abb. 3.1b zeigt den Aufbau eines direkt abbildenden Hallsensors. Jeder stromführende Leiter ist von einem ringförmigen Magnetfeld umgeben, dessen Stärke \mathbf{B} proportional zum fließenden Strom ist. Um den Leiter, durch den der zu messende Strom i_a geführt wird, wird ein Ferritkern angebracht, der das Magnetfeld bündelt. Im Luftspalt dieses Ferritkerns wird oben beschriebenes Hall-Plättchen eingebracht. Die am Plättchen anliegende Spannung kann ermittelt werden. Sie repräsentiert den zu messenden Strom i_a im Leiter.

Kompensationsstromwandler: Das Prinzip dieses Wandlers gleicht dem des direkt abbildenden Sensors, es ist in Abb. 3.1c dargestellt. Auch hier wird ein Ferritkern um den stromführenden Leiter gelegt, in dessen Luftspalt das Hall-Plättchen eingebracht ist. Bei diesem

¹ Auch die Statortemperatur wird in der Regel mit einem Sensor ermittelt. Die Statortemperatur hat keinen signifikanten Einfluss auf die Drehmomentgenauigkeit und soll daher an dieser Stelle nicht diskutiert werden. Die Rotortemperatur hingegen hat zwar einen Einfluss, sie ist jedoch messtechnisch nur aufwändig erfassbar.

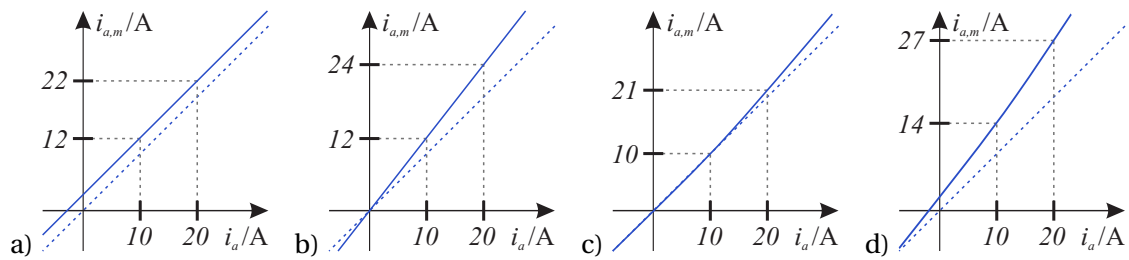


Abb. 3.2: Zusammenhang zwischen Messgröße i_a und dem Messwert $i_{a,m}$ am Phasenstromsensor der Phase A: Gestrichelt dargestellt die ideale Sensorkennlinie, a) Kennlinie mit exemplarischem Offsetfehler $\Delta i_a = 2 \text{ A}$, b) Kennlinie mit Verstärkungsfehler von $c_a = 1,2$, c) Linearitätsfehler darstellbar über einen stromabhängigen Faktor $c_a(i_a)$ und d) Abschätzung des „schlimmsten Falls“ durch Addition der Effekte

Sensorprinzip trägt der Ferritkern zusätzlich noch eine Spule, die im Kern ein Gegenfeld induziert. Der durch die Spule fließende Strom I_E wird von einem Operationsverstärker gesteuert, an dessen Eingang die Spannungen des Hall-Plättchens angeschlossen sind. So ist es möglich, den Strom I_E so zu regeln, dass sich das ringförmige Magnetfeld um den Leiter mit dem der Spule aufhebt und die Spannung U_H am Hall-Plättchen zu null wird. Der Strom I_E repräsentiert somit direkt den zu messenden Strom i_a . Wird in den Stromkreis von I_E ein Widerstand R_E eingebaut, so kann darüber auch eine Spannung abgegriffen und als Ausgangsgröße verwendet werden. Der Kompensationsstromwandler ist in seinem Aufbau komplexer und im Einkauf teurer, bietet jedoch eine höhere Messgenauigkeit.

3.1.2 Fehlerbeschreibung

Als wesentliche Messfehler lassen sich bei derartigen Stromsensoren vier Fehlerarten unterscheiden [LEM, PC07]:

- elektrischer Offsetfehler
- magnetischer Offsetfehler
- Verstärkungsfehler
- Linearitätsfehler.

Ein Offsetfehler ist eine konstante Differenz zwischen Messgröße und Messwert, visualisiert in Abb. 3.2a. Er wird unterteilt in den elektrischen und den magnetischen Offsetfehler. Der elektrische Offsetfehler kann verschiedene Ursachen haben, z. B. produktionsbedingte Abweichungen des Sensors oder die digitale Auflösung der Auswerteeinheit. Der magnetische Offsetfehler ist proportional zur Remanenzflussdichte B_r des Ferritkerns, d. h. die ohne Stromfluss verbleibende Magnetisierung. Dieser kann sich im Betrieb verändern – insbesondere dann, wenn das Magnetmaterial zuvor mit einem Strom jenseits der Betriebsgrenzen in die Sättigung getrieben wurde.

Der Verstärkungsfehler ist ein Skalierungsfehler im gesamten Messbereich (Abb. 3.2b). Er wird von Abweichungen des Luftspaltes zwischen Hall-Plättchen und Ferritkern hervorgerufen. Eine Ursache dieser Abweichungen ist neben der Fertigung auch thermische Ausdehnung.

Der Linearitätsfehler bezieht sich auf die „Krümmung“ der Sensor-Kennlinie, wie in Abb. 3.2c gezeigt. Der Fehler kann in einer magnetischen Sättigung des Ferritkerns oder auch im Auswertechip begründet sein. Er ist schwer zu korrigieren, weshalb er möglichst durch die Sensorauslegung minimiert wird. So wird der Ferritkern ausreichend dimensioniert, dass er nicht in die Sättigung läuft. Auch ein gutes Chipdesign bei der Auswerteeinheit ist hilfreich [PC07].

Für die einzelnen Fehlerarten werden im Datenblatt (in der Regel abhängig von der Sensortemperatur) maximal zulässige Messfehler angegeben, die der Hersteller im Labor gemessen hat und die den „schlimmsten Fall“ darstellen. Für die Abschätzung des „schlimmsten Falls“ des Gesamtfehlers genügt es prinzipiell, alle Fehler aufzuaddieren und den sich so ergebenden Gesamtfehler zu betrachten (Abb. 3.2d). Allerdings wird bereits von Herstellerseite angegeben, dass diese Kombination aller Maximalabweichungen sehr unwahrscheinlich ist [PC07]. Leider werden in der Regel keine Wahrscheinlichkeiten angegeben, mit denen eine weitere Bewertung möglich wäre. In [Wal17] werden für industrielle Anwendungen für den Offset der Strommessung $\pm 2\text{A}$ und für den Verstärkungsfehler $\pm 2\%$ angegeben, die als Startpunkt der weiteren Analyse dienen sollen.

3.1.3 Stand der Technik

Bevor auf die Auswirkungen der Sensorfehler näher eingegangen wird, werden zunächst mögliche Korrekturmaßnahmen diskutiert. Zu den Auswirkungen von Messfehlern auf die Leistung eines elektrischen Antriebssystems muss hinsichtlich der zu betrachtenden Effekte unterschieden werden. Einige Arbeiten gibt es, die sich mit den Auswirkungen von Strom- und Winkelmessfehlern auf *Pendeldrehmomente*, d. h. auf höhere Harmonische des Drehmoments, spezialisieren. Erste Quellen datieren dabei zurück in die 1990er. In [CS98] wird eine Untersuchung der Auswirkungen von Stromsensor-Fehlern auf Drehmomentschwingungen durchgeführt. Dabei wird erkannt, dass ein Offset-Fehler eines einzelnen Stromsensors zu Pendeldrehmomenten erster Ordnung, also mit Drehfrequenz, führen. Verstärkungsfehler einzelner Sensoren hingegen führen zu Pendeldrehmomenten zweiter Ordnung, also mit doppelter Drehfrequenz. In [Swo14] wird eine Übersicht über die Literatur gegeben, die sich mit den Effekten von Stromsensor-Fehlern auf Pendeldrehmomente beschäftigt. Nicht diskutiert werden indessen gemeinsame Verstärkungsfehler aller Sensoren, d. h. eine Verschiebung des Mittelwertes. Diese wirken sich allerdings direkt auf das stationäre Drehmoment aus. In der Literatur finden die stationären Drehmomentfehler, d. h. Abweichungen des Mittelwertes des sich einstellenden Drehmoments, im Vergleich zu den Pendeldrehmomenten wenig Beachtung. Für die vorliegende Arbeit ist aber genau dieser stationäre Drehmomentfehler von entscheidender Bedeutung. Grundlegende Zusammenhänge von Sensorfehlern zu stationären Drehmomentfehlern finden sich in [Swo14, Fal10], auf die in dieser Arbeit aufgebaut wird.

Neben der Analyse der Effekte der Sensorfehler sind mögliche Gegenmaßnahmen von Interesse. In der Literatur finden sich dazu einige Maßnahmen für die Korrektur bzw. die Reduktion der Fehler [WD15, WDI⁺15, Fal10, HL08]. Durch eine Betrachtung möglicher Kompensationsverfahren wird deutlich, welche Fehler sich mit wenig Aufwand kompensieren lassen und welche Stromfehler unweigerlich auf das Drehmoment durchgreifen:

- Offset-Erkennung im stromlosen Zustand: Es gibt Systemzustände, in den physikalisch kein Strom fließen kann – z. B. wenn die Maschine stillsteht und die Halbbrücken des Inverters deaktiviert sind. Zeigen die Phasenstromsensoren in diesem Zustand einen Strom an, handelt es sich um den Offset. Der Wert kann im Speicher des ansteuernden Mikrocontrollers abgelegt und die Messgröße im Weiteren damit korrigiert werden. Die Maßnahme kann dabei im Betrieb wiederholt durchgeführt werden. Dies hat den wesentlichen Vorteil, dass z. B. Änderungen in der Magnetisierung des Ferritkerns (magnetischer Offset) zur Laufzeit detektiert und direkt ausgeglichen werden können. Die Auswirkungen können damit klein gehalten werden, sodass diese auf die Drehmomentgenerierung nur vernachlässigbare Einflüsse haben.
- End-of-Line-Korrektur des Verstärkungsfehlers: Durch Anfahren verschiedener Strompunkte nach der Produktion können die in den Sensoren des Inverters gemessenen Werte mit Werten abgeglichen werden, die extern mit einem hochgenauen Messgerät ermittelt werden. Ergibt sich hier eine Abweichung, kann die Verstärkung des internen Sensors darauf kalibriert werden, sodass die beiden Messwerte übereinstimmen. Problematisch hierbei ist, dass diese Kalibrierung lediglich einmalig am Ende der Produktion durchgeführt werden kann. Während des Betriebs gibt es keine externen Sensoren mehr, die als Referenz verwendet werden könnten. Alterungserscheinungen oder andere Einflüsse können nicht berücksichtigt werden. Auf den Verstärkungsfehlern muss daher in der Analyse der Effekte ein Hauptaugenmerk gelegt werden.
- Temperaturkorrektur des Stromsensors: Sollen temperaturabhängige Fehler ausgeglichen werden, so können die Effekte einmalig vermessen und in Wertetabellen hinterlegt werden. Notwendig ist dafür eine Erfassung der Sensortemperatur, die nicht in jedem Fall gegeben ist.
- Darüber hinaus finden sich in der Literatur einige weitere Ansätze, die primär auf die Reduktion von Messfehler-Differenzen zwischen den zwei oder drei Phasenstromsensoren zielen. Ein Ansatz nutzt Oszillationen der Spannungen im dq -System, um Abweichungen zu detektieren [WDI⁺15]. Eine Alternative ist die Online-Identifikation des Verstärkungsfehlers mittels hochfrequenter Signalinjektion [HL08, HGD⁺08]. Die durch unterschiedliche Verstärkungsfehler der zwei oder drei Stromsensoren hervorgerufenen Oszillationen werden dabei erkannt und kompensiert. Auch Verfahren, die einen Beobachter auf Basis der Maschinencharakteristik implementieren, werden vorgestellt [Swo14, SPR12, CS07, CS08]. Sie basieren auf einer Berücksichtigung der über die PWM gestellten Spannungen mit einem Luenberger-Beobachter. Das Hochfrequenz-Verfahren ist in der Lage, eine Mittelwertverschiebung, d. h. einen gemeinsamen Verstärkungsfehler aller Sensoren, zu erkennen. Auch für das Beobachter-Verfahren wäre eine Erweiterung in diese Richtung grundsätzlich denkbar. Problematisch an beiden Ansätzen ist jedoch, dass die eingespeiste Spannung genau bekannt sein muss. Da im betrachteten System keine Phasenspannungen gemessen werden, müssten diese mit reduzierter Genauigkeit aus der PWM berechnet werden. Dies kann für eine Schwingungsdämpfung ausreichend sein, für Korrekturen hinsichtlich stationärer Genauigkeit des Drehmoments ist die berechnete Spannung keine sinnvolle Hilfsgröße.

Dazu kommt, dass insbesondere beim Beobachter-Ansatz auch die E-Maschine genau bekannt sein muss. Dabei werden zusätzliche Unsicherheiten eingebracht, was als kritisch zu bewerten ist.

Generell besteht immer die Option, genauere Sensoren unter erhöhten Kosten einzusetzen. Wird ein direkt abbildender Sensor verwendet, so kann dieser beispielsweise durch einen Kompensationsstromwandler ersetzt werden. Vor allem im automobilen Sektor vor dem Hintergrund hoher Stückzahlen ist der Preis jedoch meist eine sensible Größe. Allerdings muss berücksichtigt werden, dass auch Maßnahmen, wie eine Verstärkungsfaktor-Korrektur am Ende der Produktionslinie, zusätzliche Zeit und Ausstattung verlangen. Auch dies schlägt sich in Kosten nieder, die dann gegen erhöhte Einkaufskosten abgewogen werden müssen.

3.1.4 Auswirkungen auf die Drehmomentgenerierung im elektrischen Antrieb

Um die Auswirkungen produktionsbedingter Stromsensor-Fehler auf ein elektrisches Antriebssystem zu bewerten, müssen diese zunächst mathematisch beschrieben werden. Dabei wird der Zusammenhang von Messgröße $i_{x,ist}$ (tatsächlich fließender Strom [DIN95]) und Messwert $i_{x,mess}$ (durch Messung ermittelter Wert) für die drei Phasen A, B und C zu

$$i_{x,mess} = c_x i_{x,ist} + \Delta i_x \quad x \in \{a, b, c\} \quad (3.3)$$

gemäß (2.27) definiert. Unterschieden werden dabei die diskutierten Fehlerursachen, die in Abb. 3.2 grafisch dargestellt sind: Ein Offsetfehler, repräsentiert durch Δi_x , und ein Verstärkungsfehler, repräsentiert durch c_x . Ein Linearitätsfehler kann durch eine Erweiterung des Verstärkungsfehlers c_x um eine Stromabhängigkeit als $c_x(i_{x,ist})$ notiert werden.

Abweichungen zwischen einzelnen Sensoren führen dabei zu Pendeldrehmomenten, wie oben bereits unter Angabe von Quellen diskutiert. Zu dieser Art der Abweichung gibt es auch einige Ansätze zur Korrektur, sodass die Effekte hier keiner intensiven Diskussion bedürfen.

Ist hingegen der Mittelwert aller Sensoren verschoben, so führt dies direkt zu Drehmomentfehlern. Dieser Mittelwertfehler kann mathematisch durch eine gemeinsame Abweichung aller Sensoren mithilfe von (3.3) ausgedrückt werden:

$$\Delta i = \Delta i_a = \Delta i_b = \Delta i_c \quad \text{und} \quad (3.4)$$

$$c_{curr} = c_a = c_b = c_c. \quad (3.5)$$

3.1.4.1 Offset-Fehler

Der Offset-Fehler lässt sich dabei, wie oben beschrieben, einerseits gut über eine Offset-Erkennung im stromlosen Zustand korrigieren. Wird diese für jeden Sensor einzeln durchgeführt, so ist auch der Mittelwert der Offsets gleich null. Andererseits kann die Knotenregel verwendet werden: Ein dreiphasiges System benötigt zwei Sensoren zur Ermittlung der Phasenströme. Der dritte Strom lässt sich mithilfe der Kirchhoffschen Knotenregel über

$$i_{a,ist} + i_{b,ist} + i_{c,ist} = 0 \quad (3.6)$$

bestimmen. Bei automobilen Traktionsanwendungen werden häufig aus Gründen der funktionalen Sicherheit drei Phasenstrom-Sensoren verbaut. Die gewonnene Redundanz kann genutzt werden, um Sensorausfälle und grob unplausible Messwerte zu erkennen. Sie kann aber eben auch genutzt werden, um Offsetfehler über

$$\begin{aligned} i_{a,mess} + i_{b,mess} + i_{c,mess} &= (i_{a,ist} + \Delta i_a) + (i_{b,ist} + \Delta i_b) + (i_{c,ist} + \Delta i_c) \\ &= 3\Delta i + i_{a,ist} + i_{b,ist} + i_{c,ist} \\ &\neq 0 \end{aligned} \quad (3.7)$$

zu identifizieren. Es zeigt sich, dass mit Offsetfehlern die Knotenregel nicht mehr erfüllt ist. Über diese Strombilanz können die Offsets so korrigiert werden, dass der Mittelwert des Offsetfehlers aller Sensoren zu null wird. Bei einem System mit lediglich zwei Stromsensoren ist die Situation leicht verändert. Hierbei wird der Strom

$$\begin{aligned} i_{c,mess} &= -i_{a,mess} - i_{b,mess} \\ (i_{c,ist} + \Delta i_c) &= -(i_{a,ist} + \Delta i_a) - (i_{b,ist} + \Delta i_b), \end{aligned} \quad (3.8)$$

bestehend aus der realen Messgröße $i_{c,ist}$ und seinem unbekanntem Offsetfehler Δi_c , aus den anderen Phasenströmen errechnet. Unter Zuhilfenahme der Knotenregel aus (3.6) ergibt sich für den Offset der Phase C

$$\Delta i_c = -\Delta i_a - \Delta i_b. \quad (3.9)$$

Somit ist die Summe – und gleichzeitig der Mittelwert – der drei Offsets auch in diesem Fall gleich null. Die Offsets gleichen sich gegenseitig aus, was zwar Pendeldrehmomente nicht vermeidet, den Einfluss auf das stationäre Drehmoment aber vollständig eliminiert.

3.1.4.2 Verstärkungsfehler im linearisierten System

Im Gegensatz dazu bleibt ein Verstärkungsfehler mit c_{curr} unerkannt, selbst wenn drei Phasenstrom-Sensoren zur Verfügung stehen:

$$\begin{aligned} i_{a,mess} + i_{b,mess} + i_{c,mess} &= c_a i_{a,ist} + c_b i_{b,ist} + c_c i_{c,ist} \\ &= c_{curr} (i_{a,ist} + i_{b,ist} + i_{c,ist}) \\ &= 0. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Eine signifikante Eigenschaft des Verstärkungsfehlers ist, dass er sich in das rotorfeste dq -System transformieren lässt. Der Faktor c_{curr} bleibt bei der (amplitudeninvarianten) Park-Transformation unangetastet:

$$\mathbf{i}_{dq,mess} = c_{curr} \mathbf{i}_{dq,ist} = c_{curr} \mathbf{Q}^{-1}(\epsilon) \mathbf{T}_{23} i_{abc,ist} \quad (3.11)$$

$$\text{mit } \mathbf{T}_{23} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \text{ und } \mathbf{Q}^{-1}(\epsilon) = \begin{bmatrix} \cos(\epsilon) & \sin(\epsilon) \\ -\sin(\epsilon) & \cos(\epsilon) \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

Somit können die Auswirkungen auf das Drehmoment im dq -System untersucht werden. Für den linearen Fall lässt sich dazu eine geschlossene Form herleiten, weshalb zunächst die lineare Drehmomentgleichung (2.17) aus Abschnitt 2.2.3

$$M_{ref} = \frac{3}{2} p (\psi_{PM} + (L_d - L_q) i_{d,mess}) i_{q,mess} \quad (3.13)$$

verwendet werden soll. M_{ref} bezeichnet dabei das Drehmoment ohne einen Strom-Messfehler, wenn die Annahme $i_{dq,mess} = i_{dq,ist}$ gilt. Wird diese Gleichung nach dem $i_{q,ist}$ -Strom umgestellt, so erhält man

$$i_{q,mess} = \frac{M_{ref}}{\frac{3}{2} p (\psi_{PM} + (L_d - L_q) i_{d,mess})}. \quad (3.14)$$

In einem zweiten Schritt können die Ströme gemäß (3.11) mit dem Verstärkungsfehler modifiziert und so auf die Drehmomentgleichung (3.13) angewendet werden.

Dazu verdient an dieser Stelle die Richtung des Drehmomentfehlers in Abhängigkeit eines Stromfehlers einen expliziten Hinweis. Ein Faktor von $c_{curr} < 1$ bewirkt, dass der Strom-Messwert $i_{dq,mess}$ *kleiner* als die Messgröße $i_{dq,ist}$ ausfällt. Der Stromregler arbeitet auf Basis des Messwertes, der tatsächliche Stromwert ist unbekannt. Dadurch wird das tatsächlich anliegende Drehmoment allerdings *größer* als das angeforderte. Deutlich wird dies an einem Beispiel: Angenommen, ein tatsächlicher Strom von $i_{q,ist} = 100 \text{ A}$ bewirke in der Maschine ein Drehmoment von 100 Nm. Wird vom System ein Soll-Drehmoment von 100 Nm gefordert, so wird die Sollstromgenerierung von der Stromregelung 100 A fordern. Weisen die Stromsensoren nun einen gemeinsamen Verstärkungsfehler mit $c_{curr} = 0,98$ auf, so wird für einen tatsächlich fließenden Strom von $i_{q,ist} = 100 \text{ A}$ als Messwert $i_{q,mess} = 98 \text{ A}$ ausgegeben. Der Stromregler wird den Strom also so weit anheben, bis als Messwert $i_{q,mess} = 100 \text{ A}$ anliegen. Der tatsächliche Strom liegt dann bei

$$i_{q,ist} = \frac{100 \text{ A}}{0,98} = 102,04 \text{ A}. \quad (3.15)$$

Diesem Effekt muss bei der Anwendung der Drehmomentgleichung Rechnung getragen werden. Der Messwert $i_{dq,mess}$ wird auf den Stromsollwert geregelt, der aus der Sollstromgenerierung kommt – um also den daraus resultierenden tatsächlichen Strom zu ermitteln, muss (3.11) nach $i_{x,ist}$ umgestellt werden:

$$i_{x,ist} = \frac{1}{c_{curr}} i_{x,mess}. \quad (3.16)$$

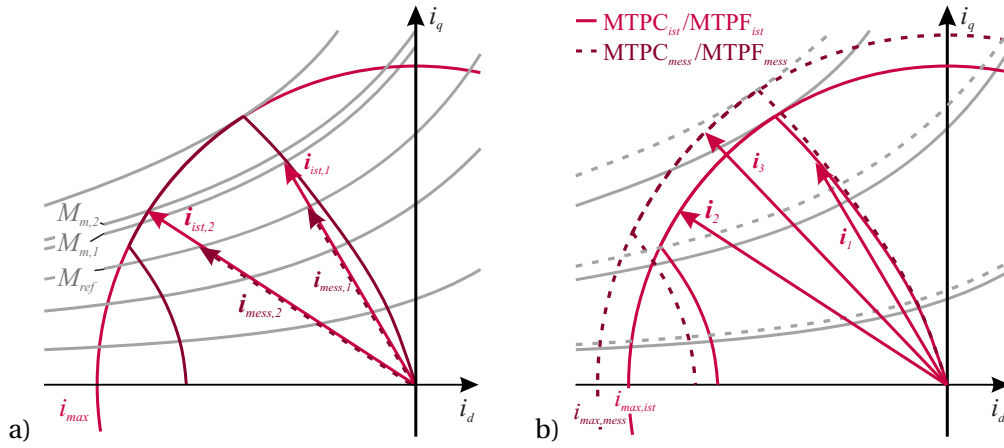


Abb. 3.3: Vergleich zweier alternativer Darstellungen der Auswirkungen eines (zur Verdeutlichung übergroßen) Verstärkungsfehlers der Stromsensoren von -20 % ($c_{curr} = 0,8$). a) Achseninvariant: Der Faktor c_{curr} bewirkt eine Längenänderung der Stromvektoren. So ist gut ablesbar, welche Abweichung sich im Drehmoment ergibt. b) Strompunkt-invariant: Die Ströme auf den Achsen des Koordinatensystems und die aufgetragenen Drehmomente skalieren mit dem Faktor c_{curr} , der Stromvektor bleibt dafür unberührt.

Mit dem Zusammenhang kann schließlich (3.14) in (3.17) eingesetzt werden, sodass sich für das Drehmoment M_m bei Vorliegen eines Stromsensor-Verstärkungsfehlers (3.20) ergibt.

$$M_m = \frac{3}{2} p (\psi_{PM} i_{q,ist} + (L_d - L_q) i_{d,ist} i_{q,ist}) \quad (3.17)$$

$$= \frac{3}{2} p \left(\psi_{PM} \frac{1}{c_{curr}} i_{q,mess} + (L_d - L_q) \frac{1}{c_{curr}} i_{d,mess} \frac{1}{c_{curr}} i_{q,mess} \right) \quad (3.18)$$

$$= \frac{3}{2} p \left(\psi_{PM} \frac{1}{c_{curr}} + (L_d - L_q) \frac{1}{c_{curr}^2} i_{d,mess} \frac{1}{c_{curr}} \right) \frac{M_{ref}}{\frac{3}{2} p (\psi_{PM} + (L_d - L_q) i_{d,mess})} \quad (3.19)$$

$$= M_{ref} \frac{1}{c_{curr}} \frac{1 + \frac{1}{c_{curr}} \frac{L_d - L_q}{\psi_{PM}} i_{d,mess}}{1 + \frac{L_d - L_q}{\psi_{PM}} i_{d,mess}} \quad (3.20)$$

Im Fall von $i_{d,mess} = 0$ (direkt auf der q -Achse) spiegelt sich der Verstärkungsfehler des Stromsensors direkt im Drehmoment wider und 3.19 vereinfacht sich zu

$$M_m = \left(\frac{1}{c_{curr}} M_{ref} \right) |_{i_{d,mess}=0}. \quad (3.21)$$

Da bei IPMSM immer $L_d \leq L_q$ und $\psi_{PM} > 0$ gelten, steigt der Fehler nach (3.20) hin zu betragsmäßig größeren i_d -Strömen. Dies wird anhand Abb. 3.3a grafisch plausibilisiert: Der Sensorfehler beim Stromvektor i_2 verursacht einen größeren Drehmomentfehler als bei Stromvektor i_1 , obwohl beide Vektoren mit demselben Faktor skaliert werden. Dieser Effekt greift vor allem bei hohen Drehzahlen, da die i_d -Ströme zur Feldschwächung vergrößert werden.

Quantifiziert wird der Fehler in Abb. 3.4 anhand konkreter Zahlenwerte für das Verhältnis aus Induktivitätsdifferenz zu Permanentmagnetfluss $(L_d - L_q)/\psi_{PM}$. Auf Basis der linearisierten Charakteristika der Maschine EM02 (für verwendete Maschinen siehe Abschnitt 4.5.1) wird der

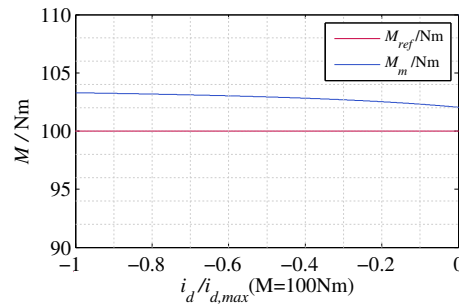


Abb. 3.4: Mit konstanten Induktivitäten ergibt sich die dargestellte Abhängigkeit des Drehmomentfehlers vom feldschwächenden Strom i_d (dieser ist bezogen auf den bei 100 Nm maximal zur Verfügung stehenden i_d -Strom) beim Stromsensorfehler von $c_{curr} = 0,98$

Effekt numerisch ermittelt. Hierfür wird ein beispielhaftes Drehmoment von $M_{ref} = 100$ Nm betrachtet. Bei $i_{d,mess} = 0$ zeigt sich im Drehmoment genau der Stromverstärkungsfehler

$$\frac{M_{ref}}{M_m} = 0,980 \big|_{i_{d,mess}=0} \cdot \quad (3.22)$$

Bei maximalem i_d -Strom und $c_{curr} = 0,98$ hingegen ergibt sich ein Faktor von

$$\frac{M_{ref}}{M_m} = 0,968 \big|_{i_{d,mess}=i_{d,max}} \cdot \quad (3.23)$$

3.1.4.3 Verstärkungsfehler im nichtlinearen System

Für den allgemeinen Fall nichtlinearer Charakteristika von verkettetem Fluss und Drehmoment lässt sich die Auswirkung der Verstärkungsfehler nicht mehr in geschlossene Form bringen. Deshalb wird die Untersuchung numerisch mithilfe der in Abschnitt 2.2.4 eingeführten Flusscharakteristika ψ_{dq} durchgeführt.

Für die Darstellung der Effekte im dq -Koordinatensystem gibt es zwei verschiedene Herangehensweisen, die in Abb. 3.3 beide dargestellt sind. In Abb. 3.3a soll das Koordinatensystem als *achseninvariant* bezeichnet werden. Die Achsenskalierung und damit auch das eingezeichnete Drehmoment gelten für $i_{dq,ist}$ genau wie für $i_{dq,mess}$. Der Faktor c_{curr} bewirkt in dieser Darstellung eine Längenänderung der Stromvektoren. Die Messwert-Vektoren $\mathbf{i}_{1,mess}$ und $\mathbf{i}_{2,mess}$ repräsentieren die eingeregelter Werte, die aus der Sollstromgenerierung kommen und durch den Fehler zu den zugehörigen tatsächlichen Strömen $\mathbf{i}_{1,ist}$ und $\mathbf{i}_{2,ist}$ werden. Mit dieser Darstellung lässt sich intuitiv grafisch für einzelne Punkte bestimmen, welche Drehmomentfehler ein Stromsensorfehler bewirkt.

Eine alternative Darstellung ist in Abb. 3.3b gezeigt. Diese wird als *strompunktinvariant* bezeichnet, d. h. der Stromvektor selbst bleibt unangetastet, dafür skalieren die Ströme auf den Achsen des Koordinatensystems mit dem Faktor c_{curr} . Damit existieren in der Darstellung zwei überlagerte Koordinatensysteme, in die dann die Drehmomente abhängig von den Messwerten $i_{d,mess}$ und $i_{q,mess}$ und von den tatsächlichen Strömen $i_{d,ist}$ und $i_{q,ist}$ eingetragen werden. Diese Darstellung bietet zwei großen Vorteile: Zum Einen wird auf den ersten Blick

ersichtlich, welche Auswirkungen sich auf den Betriebsbereich ergeben (dies wird unten noch genutzt).

Zum Anderen können die sich aus den Sensorabweichungen ergebenden Drehmomentfehler übersichtlich aufbereitet werden. Dies ist für die Untersuchung der Fehlerwirkung in der nichtlinearen Maschine wertvoll. Hier werden FEA-Daten der EM02 herangezogen². Zur Bewertung der Abweichungen werden M_{ref} und M_m für den gesamten relevanten Betriebsbereich an äquidistanten Stützstellen mithilfe der Drehmomentgleichung aus (2.16) ausgewertet:

$$\begin{aligned} M_{ref} &= \frac{3}{2} p \left(\boldsymbol{\psi}_{dq} \times \mathbf{i}_{dq,mess} \right) \\ &= \frac{3}{2} p \left(\psi_d(i_{d,mess}, i_{q,mess}) i_{q,mess} - \psi_q(i_{d,mess}, i_{q,mess}) i_{d,mess} \right) \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} M_m &= \frac{3}{2} p \left(\boldsymbol{\psi}_{dq} \times \mathbf{i}_{dq,ist} \right) = \frac{3}{2} p \left(\psi_d(i_{d,ist}, i_{q,ist}) i_{q,ist} - \psi_q(i_{d,ist}, i_{q,ist}) i_{d,ist} \right) \\ &= \frac{3}{2} p \left(\boldsymbol{\psi}_{dq} \left(\frac{1}{c_{curr}} \mathbf{i}_{dq,mess} \right) \times \frac{1}{c_{curr}} \mathbf{i}_{dq,mess} \right) \\ &= \frac{3}{2} p \left(\psi_d \left(\frac{1}{c_{curr}} i_{d,mess}, \frac{1}{c_{curr}} i_{q,mess} \right) \frac{1}{c_{curr}} i_{q,mess} \right. \\ &\quad \left. - \psi_q \left(\frac{1}{c_{curr}} i_{d,mess}, \frac{1}{c_{curr}} i_{q,mess} \right) \frac{1}{c_{curr}} i_{d,mess} \right). \end{aligned} \quad (3.25)$$

Dabei muss der verkettete Fluss für die Stelle des Messwertes $\mathbf{i}_{dq,mess}$ ausgewertet werden. Die Differenz $\Delta M = M_{ref} - M_m$ lässt sich daraus für jede beliebige i_d/i_q -Kombination berechnen. Abb. 3.5a zeigt die Veränderung des Drehmomentverlaufs im dq -System, wenn ein Stromsensor-Fehler von -2% , repräsentiert durch $c_{curr} = 0,98$, vorliegt. Die Achsenbeschriftung ist abhängig von den Messwerten $i_{d,mess}$ und $i_{q,mess}$ gewählt.

In Abb. 3.5b ist die Differenz $\Delta M = M_{ref} - M_m$ dargestellt. Dabei ist M_{ref} mit eingezeichnet, um den Verlauf des Fehlers entlang einer Drehmoment-Isolinie zu verdeutlichen: Durch die Nichtlinearität der verketteten Flüsse und damit des Drehmomentes deutet sich der oben hergeleitete Effekt des vergrößerten Fehlereinflusses bei erhöhtem i_d zwar an, ist aber nicht im gesamten Kennfeld bestätigt. Für sehr große (negative) i_d -Ströme reduziert sich der Drehmoment-Fehler wieder.

3.1.5 Messtechnische Validierung

Zur Überprüfung dieser Zusammenhänge wird eine Maschine auf dem Prüfstand untersucht³. Dabei werden Drehmoment-Drehzahl-Kennfelder aufgezeichnet. Für diese wird der gesamte Drehmoment-Drehzahl-Arbeitsbereich der Maschinen mit Arbeitspunkten in äquidistantem Abstand durchfahren. Jeder der Arbeitspunkte wird dabei so lange angefahren, bis er eingeschungen ist. Dann werden diverse Daten aufgezeichnet, die sich im Nachgang auswerten lassen.

² Grundsätzlich können die Daten sowohl aus der Finite-Elemente-Analyse (FEA) als auch aus Messungen stammen, die Untersuchungen bleiben gleich.

³ Verwendet wird die Maschine EM01UG. Sie wird in Abschnitt 4.5.1 detailliert vorgestellt.

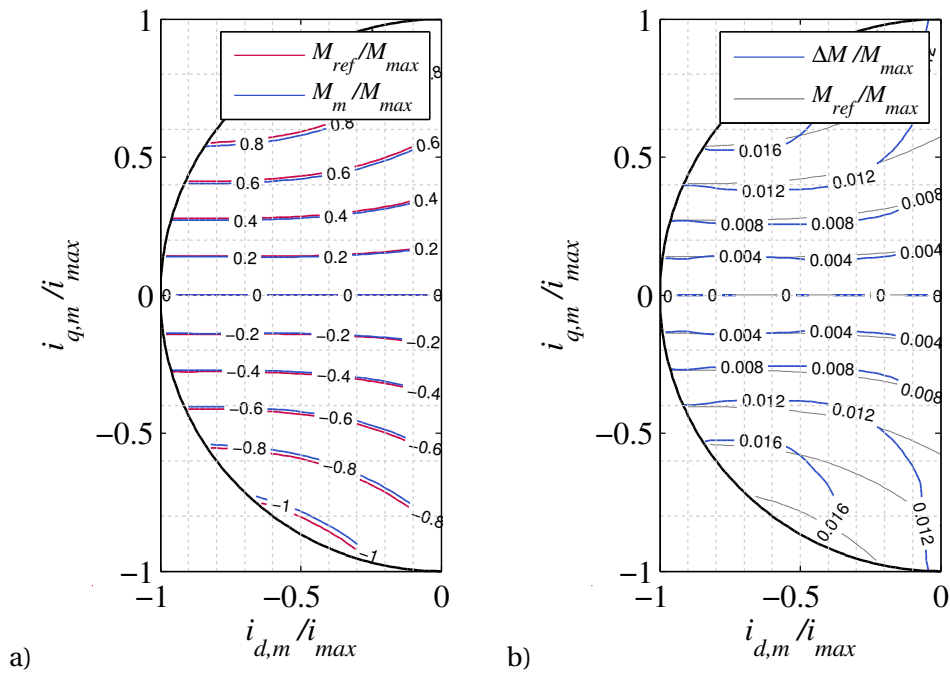


Abb. 3.5: Simulierter Drehmomentfehler aufgrund eines Verstärkungsfehlers der Stromsensoren ($c_{curr} = 0,98$): a) absolutes Drehmoment mit Fehler M_m und Referenzdrehmoment ohne Fehler M_{ref} sowie b) Drehmomentfehler $\Delta M = M_m - M_{ref}$.

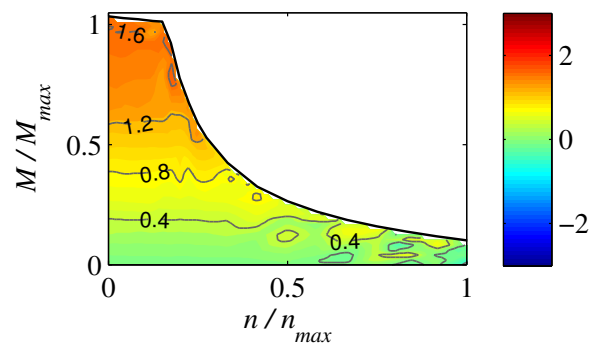


Abb. 3.6: Drehmomentfehler bei einem Stromsensorfehler von -2% mit $c_{curr} = 0,98$: $\Delta M = M_m - M_{ref}$ in % bezogen auf das Maximaldrehmoment M_{max} im Kennfeld als Isolinien

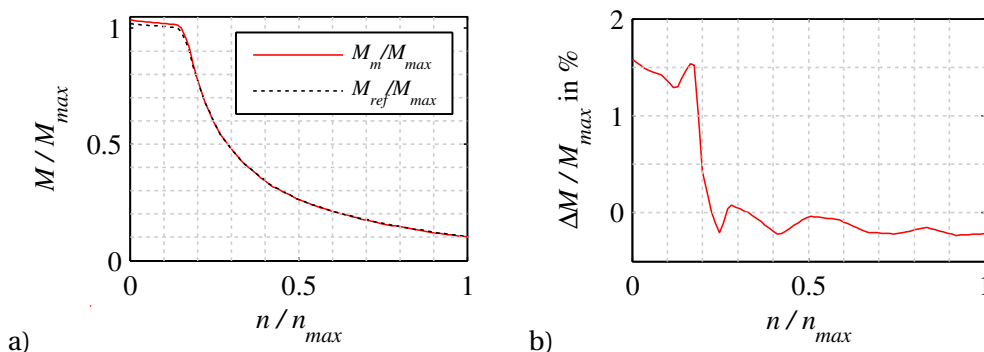


Abb. 3.7: Drehmomentdifferenz entlang der Grenzkennlinie bei einem Stromsensorfehler von -2% mit $c_{curr} = 0,98$. a) Grenzkennlinien $M_{m,max}$ und $M_{ref,max}$ von M_m und M_{ref} im Vergleich und b) Darstellung der Abweichung des maximal erreichbaren Drehmomentes $\Delta M_{max} = M_{m,max} - M_{ref,max}$ in %.

An dieser Stelle werden zwei Drehmoment-Drehzahl-Kennfelder aufgezeichnet. Bei einem der beiden wird die Verstärkung des Stromsensors gezielt um den Faktor c_{curr} verändert, das sich einstellende Drehmoment ist entsprechend M_m . Das andere wird mit der Referenz-Regelung aufgezeichnet, hier ergibt sich an der Abtriebswelle M_{ref} . Werden die beiden Werte voneinander subtrahiert, so ergibt sich der durch den Stromsensorfehler verursachte Drehmomentfehler $\Delta M = M_m - M_{ref}$. Dieser ist in Abb. 3.6 dargestellt. Dabei ist die Drehzahl auf ihren Maximalwert normiert, das Drehmoment bezieht sich auf das mit der Maschine maximal erreichbare Drehmoment M_{max} . Die Normierung der Drehmomentdifferenz ΔM erfolgt ebenfalls auf M_{max} , aufgrund der kleinen Zahlenwerte werden hier jedoch Prozentwerte dargestellt.

Bei der Betrachtung der Abweichungen fällt auf, dass die Messergebnisse gut mit den berechneten Ergebnissen aus Abb. 3.5 übereinstimmen. Die Abweichung steigt linear mit dem Drehmoment an, maximal ist für die betrachtete Maschine infolge des Stromsensorfehlers von -2% ein Drehmomentfehler von $1,6\%$ bezogen auf M_{max} sichtbar. Dabei mildert das Sättigungsverhalten der Maschine den Effekt des Sensorfehlers ab, wie in Abb. 3.6 besonders im Ankerstellbereich deutlich wird: Bei einem Drehmoment von $M/M_{max} = 0,5$ ist ein Drehmomentfehler von ca. $\Delta M/M_{max} = 1\%$ sichtbar, der relative Drehmomentfehler beträgt also $\Delta M/M = 2\%$. Bei höheren Drehmomenten ist die Maschine stärker gesättigt, sodass die Abweichung des Stromsensors lediglich noch einen Drehmomentfehler von $\Delta M/M_{max} = \Delta M/M = 1,6\%$ bewirkt.

Interessant ist das Verhalten an der Grenzkennlinie beim maximal geforderten Drehmoment. Da dies in Abb. 3.6 nicht erkennbar ist, wird der Fehler an der Grenzkennlinie separat in Abb. 3.7 dargestellt. Es zeigt sich, dass bei kleinen Drehzahlen mit der Sensorabweichung ein erhöhtes Maximaldrehmoment sichtbar ist. Bei großen Drehzahlen verschwindet der Effekt, es tritt annähernd kein Fehler auf. Dies lässt sich darauf zurückführen, dass sich durch den Verstärkungsfehler des Stromsensors auch der tatsächlich genutzte Betriebsbereich verschiebt. Dies wird anhand der Darstellung aus Abb. 3.7 deutlich. Dabei müssen zwei Bereiche unterschieden werden:

1. Bei kleiner Drehzahl im Bereich von MTPC- und oberem Teil der MTPF-Kurve wirkt die Stromgrenze für den Betrieb limitierend. Die Einhaltung der Stromgrenze durch die Sollstromgenerierung kann nur auf Basis des ermittelten Messwertes erfolgen – die tatsächliche Messgröße ist ja unbekannt. Liegt eine Stromgrenze beispielsweise bei 400 A , so werden Sollstromgenerierung und Stromregler den Messwert auf maximal 400 A limitieren. Den oben beispielhaft diskutierten Verstärkungsfehler von $c_{curr} = 0,98$ vorausgesetzt, würde damit tatsächlich ein Strom von

$$\frac{400\text{ A}}{0,98} = 408,16\text{ A} \quad (3.26)$$

fließen. Das bedeutet, dass der tatsächliche Strom die Stromgrenze überschreitet. Stromvektor \mathbf{i}_3 in Abb. 3.7 verdeutlicht dies: Obwohl dieser innerhalb des Betriebsbereiches $i_{max,mess}$ liegt und damit zulässig ist, überschreitet er das tatsächliche Stromlimit $i_{max,ist}$. Diesen Effekt gilt es bei der Auslegung der Bauteile des Inverters unbedingt

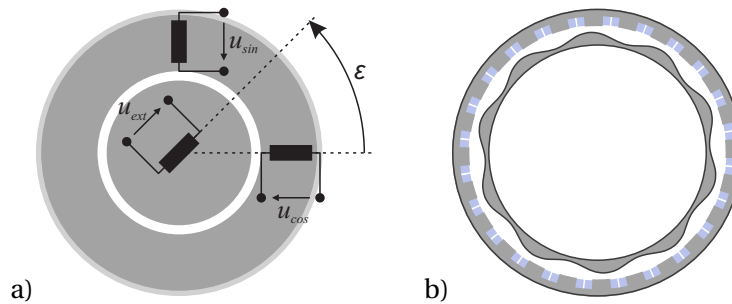


Abb. 3.8: Aufbau eines Resolvers: a) Grundprinzip des Aufbaus mit Erregerwicklung im Rotor und b) System ohne aktiven Rotor, das die Kontur des Rotoreisens ausnutzt [Ueb14, NWWD16]

zu berücksichtigen: In Abhängigkeit der Sensortoleranzen muss die Stromtragfähigkeit der Halbleiter entsprechend größer sein.

2. Bei hoher Drehzahl übernimmt die untere MTPF-Kurve die Rolle der Betriebsbereichbegrenzung. Damit ist die Spannungsgrenze die einzig relevante Grenze für den Betrieb, eine Stromsensorabweichung ändert diese nicht. Allerdings wird der Arbeitspunkt auf der MTPF-Kurve, an dem das Drehmoment maximal wird, nicht mehr genau getroffen. Dies führt dazu, dass das maximale Drehmoment sogar kleiner wird als in dem Fall mit idealem Sensor. Bei Betrachtung von Abb. 3.7b ist der Effekt erkennbar, er verschwindet allerdings weitestgehend im Messrauschen. Damit kann die Wirkung des Stromsensorfehlers auf das Maximaldrehmoment im Feldschwäcbereich vernachlässigt werden.

Neben der allgemeinen Beeinflussung der Drehmomentgenauigkeit haben Stromsensorfehler auch einen direkten Einfluss auf mögliche Identifikations- und Kompensationsverfahren für Abweichungen der E-Maschine. Dieser Einfluss kommt gesondert in Abschnitt 5.3 zur Sprache.

3.2 Rotorwinkel-Sensor

Für die Erfassung des Rotorwinkels gibt es eine Reihe verschiedener Systeme, die auf ganz unterschiedlichen physikalischen Wirkprinzipien beruhen. In [Sch09] wird dazu zwischen magnetischen, optischen und kapazitiven Systemen unterschieden. Aufgrund ihrer Robustheit und Zuverlässigkeit sind in der Automobilindustrie vor allem magnetische Resolver weit verbreitet [Ueb14, Sch09]. Bei allen in dieser Arbeit betrachteten Maschinen kommen Resolver zum Einsatz. Die Erkenntnisse hinsichtlich der Auswirkungen von Sensorfehlern können jedoch auch auf andere Systeme übertragen werden.

3.2.1 Messprinzip

Das Funktionsprinzip magnetischer Resolver ist anhand Abb. 3.8a erkennbar. Der Rotor trägt eine Erregerwicklung, an die eine hochfrequente Spannung

$$u_{ext} = U_0 \sin(\omega_{ext} t) \quad (3.27)$$

angelegt wird (ca. 4 - 10 kHz) [Ueb14]. Im Stator sind zwei Sekundärwicklungen untergebracht, die zueinander um 90° verschoben und damit magnetisch entkoppelt sind. In den Sekundärwicklungen werden Spannungen induziert, die je nach Rotorposition ϵ in ihrer Amplitude moduliert sind:

$$u_{cos} = U_0 \sin(\omega_{ext} t) \cos(\epsilon) \quad (3.28)$$

$$u_{sin} = U_0 \sin(\omega_{ext} t) \sin(\epsilon). \quad (3.29)$$

Die Verläufe sind in Abb. 3.9 aufgetragen. Aus der Einhüllenden dieser hochfrequenten Sekundärspannungen lässt sich der Rotorwinkel ϵ über die Fallunterscheidung

$$\epsilon = \begin{cases} \arctan\left(\frac{\hat{u}_{cos}}{\hat{u}_{sin}}\right) & \text{für } \hat{u}_{sin} > 0 \\ \arctan\left(\frac{\hat{u}_{cos}}{\hat{u}_{sin}}\right) + \pi & \text{für } \hat{u}_{sin} < 0, \hat{u}_{cos} \geq 0 \\ \arctan\left(\frac{\hat{u}_{cos}}{\hat{u}_{sin}}\right) - \pi & \text{für } \hat{u}_{sin} < 0, \hat{u}_{cos} < 0 \\ +\frac{\pi}{2} & \text{für } \hat{u}_{sin} = 0, \hat{u}_{cos} > 0 \\ -\frac{\pi}{2} & \text{für } \hat{u}_{sin} = 0, \hat{u}_{cos} < 0 \end{cases} \quad (3.30)$$

im Intervall $]-\pi, +\pi]$ bestimmen. Wie die Interpretation von Sinus- und Cosinuswurf graphisch vollzogen werden kann, ist in Abb. 3.9 eingezeichnet. Der Rotorwinkel ϵ wird in dieser Arbeit immer bezogen auf das elektrische System (auf ein Polpaar) angegeben.

Bei dieser Art des Aufbaus ist es notwendig, die Erregerspannung von außen in den Rotor zu übertragen. Dies kann entweder mittels Schleifringen oder induktiv erfolgen, ist in jedem Fall aber mit zusätzlichem Aufwand verbunden. Daher hat ein etwas anderer Aufbau Verbreitung gefunden, bei dem auch die Erregerwicklung auf dem Stator platziert wird [Tam, NWWD16] und die Reluktanz des Rotors ausgenutzt wird. Der Rotor besteht in diesem Fall nur aus geblechtem Eisen, seine Form sorgt durch eine wellenförmige Außenkontur für eine variable Kopplung zwischen den Zähnen (siehe Abb. 3.8c). Alle Zähne tragen gleich viele Erregerwicklungen, jeweils alternierend in ihrem Wicklungssinn. Zusätzlich tragen die Zähne Sekundärwicklungen unterschiedlicher Windungszahl. Die Zähne wirken dabei wie Transformatoren zwischen Erreger- und Sekundärwicklungen, deren Luftspalt durch die Kontur des Rotors während einer Drehung variiert. Somit liegen die amplitudenmodulierten Spannungen u_{sin} und u_{cos} aus Abb. 3.8b in den Sekundärwicklungen an, wenn die Erregerwicklung mit u_{ext} beaufschlagt wird.

3.2.2 Fehlerbeschreibung

Der Fehler der Rotorwinkel-Sensorik ist die Differenz zwischen der Messgröße, also dem tatsächlichen Winkel ϵ_{ist} (bzw. dem zugehörigen Sinus- und Cosinus-Signal), und dem Messwert ϵ_{mess} , der dann in der Regelung verwendet wird. Darin enthalten sind zum einen Fehler, die durch den Geber selbst verursacht werden, aber auch Fehler, die durch die Auswerteelek-

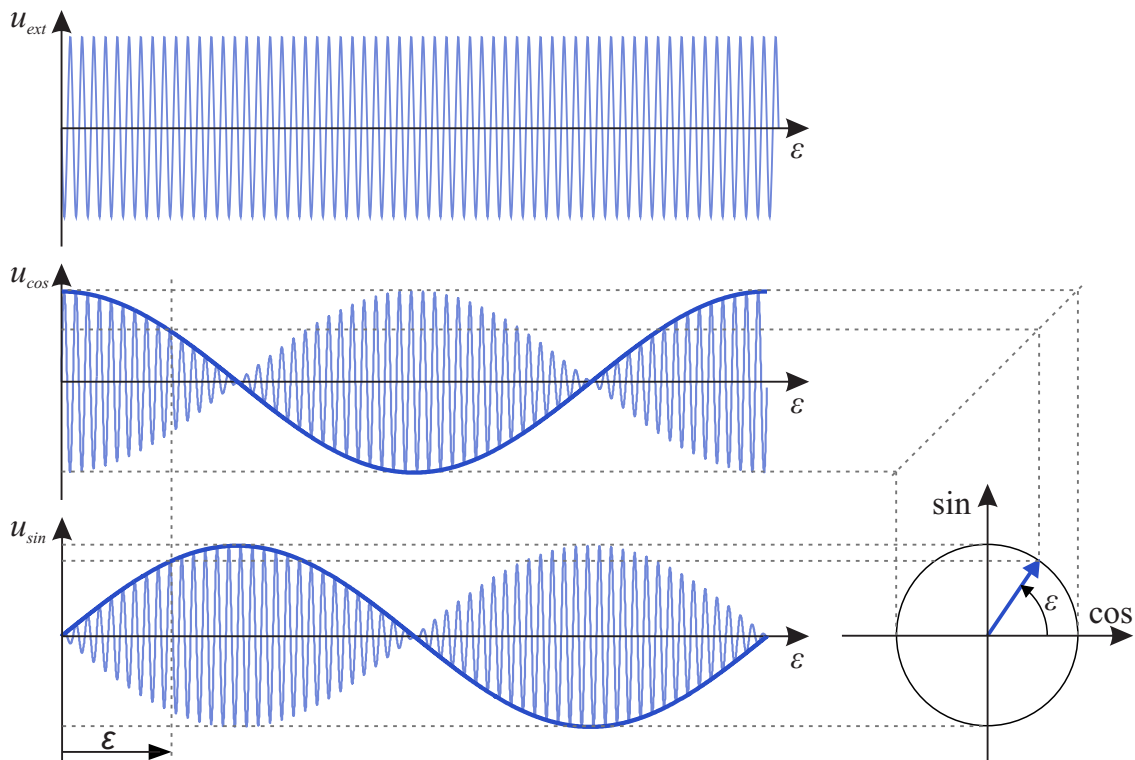


Abb. 3.9: Die Erregerwicklung wird mit einer hochfrequenten sinusförmigen Wechselspannung gespeist. Je nach Rotorwinkel ist diese Spannung in Sinus- und Cosinus-Sekundärwicklungen sichtbar. Durch Auswertung der Einhüllenden kann der Rotorwinkel bestimmt werden. [Sch09, NWWD16]

tronik und die Datenübertragung eingebracht werden. Mathematisch formulieren lässt sich die Abhängigkeit zwischen Messgröße und Messwert allgemein durch

$$\epsilon_{diff} = \epsilon_{mess} - \epsilon_{ist}. \quad (3.31)$$

Da ein Resolver den Winkel in Form von Sinus- und Cosinus-Signalen liefert, lässt sich der Fehler auch darin formulieren:

$$u_{sin,diff} = u_{sin} - u_{sin,mess} \quad (3.32)$$

$$u_{cos,diff} = u_{cos} - u_{cos,mess}. \quad (3.33)$$

Der Winkelfehler ϵ_{diff} kann dabei vom Winkel ϵ_{ist} selbst, von der Drehzahl n , aber auch von Fertigungs- und Einbauabweichungen, von Temperatur oder anderen Umgebungseinflüssen abhängen. In den Datenblättern zu den Sensoren sind maximale Fehler angegeben, die voraussetzen, dass der Einbau unter Einhaltung der gegebenen Vorschriften erfolgt. Dazu gehören beispielsweise Angaben zu Verkippungswinkeln zwischen Stator und Rotor oder zu Koaxialität [Tam]. Mit den Auswirkungen von geometrischen Abweichungen beschäftigt sich auch [NWWD16].

In [Sch09] werden die möglichen Fehler klassifiziert in differentielle und absolute Fehler. Abb. 3.10a und b zeigt den Unterschied auf. Oben gezeigt sind die Resolversignale u_{sin}

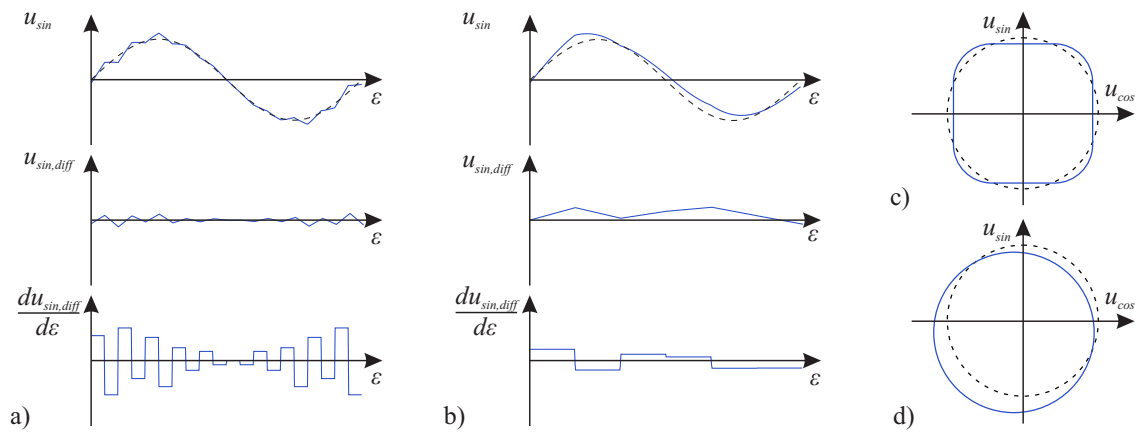


Abb. 3.10: Zeitdarstellung fiktiver Signale der Sinusspur eines Resolvers als Beispiel a) für absolute Genauigkeit sowie b) für differentielle Genauigkeit. Daneben eine orthogonale Darstellung (vergleiche Abb. 3.9) beispielhaft c) für absolute Genauigkeit sowie d) für differentielle Genauigkeit [Sch09]

und $u_{sin,mess}$, also Messgröße und Messwert. Das mittlere Bild zeigt die Differenz zwischen den beiden Signalen $u_{sin,diff}$. Diese Größe ist für die Bestimmung einer absoluten Position wichtig, also beispielsweise für eine Lageregelung. Allerdings ist sie auch der entscheidende Wert für die Drehmomentsteuerung mittels feldorientierter Regelung: Mit diesem Winkel erfolgt die Park-Transformation in das rotororientierte Koordinatensystem. Die Darstellung in Abb. 3.10a und b unten zeigt die Ableitung der Differenz $u_{sin,diff}$ nach dem Winkel, die gleich der Änderung des Winkelsignals über der Zeit ist. Diese Größe ist entscheidend bei der Drehzahlerfassung, die über eine Zeitableitung des Winkels umgesetzt ist (siehe (2.10)).

Bei dem Signal in Abb. 3.10a ist die absolute Genauigkeit gut, die Differenz $u_{sin,diff}$ schwankt leicht um die Nulllinie herum, der Mittelwert ist null. Allerdings sind die Schwankungen hochfrequent, sodass die Ableitung $du_{sin,diff}/d\epsilon$ große Auslenkungen zeigt. Die differentielle Genauigkeit ist demnach in diesem Beispiel nicht hoch. In Abb. 3.10b hingegen zeigt sich ein Offset des Mittelwertes von $u_{sin,diff}$, während die Ableitung nur wenig schwankt. Hier ist die differentielle Genauigkeit höher, dafür besteht der Offset.

Abb. 3.10c und d zeigen, wie sich differentielle und absolute Genauigkeit bei der orthogonalen Darstellung auswirken.

3.2.3 Stand der Technik

Der absolute Fehler wird allgemein auch als „Resolver-Offsetfehler“ bezeichnet. Er ist bei fast jedem System vorhanden, da allein die Montage des Resolvers nicht die nötige Genauigkeit aufweist. Eine rotatorisch exakte Montage ist jedoch auch nicht erforderlich, da der Resolver-Offset relativ einfach korrigiert werden kann.

Dazu existiert eine Reihe verschiedener Ansätze. Eine verbreitete Möglichkeit besteht darin, in eine Phase des Motors – z. B. Phase A – einen Gleichstrom einzuprägen [Har13, Spe14]. Ist die Maschine freidrehend, so wird sich der Rotor so ausrichten, dass der eingeprägte Strom in Richtung der d -Achse zeigt. In dieser Position ist das Drehmoment genau null. Dann

entspricht der Statorstrom i_a genau dem rotororientierten Strom i_d und der Winkel zwischen den beiden ist null. Zeigt der Resolver dann noch einen Winkel $\epsilon_{mess} \neq 0$ an, so handelt es sich dabei um den Offset. Dieser kann abgespeichert und im Betrieb dauerhaft vom Messwert abgezogen werden. Bei den in der Arbeit verwendeten E-Maschinen wird dieses Verfahren angewandt.

In Anbetracht seiner Einfachheit spricht vieles für das Verfahren, es müssen jedoch einige Randbedingungen beachtet werden. Zunächst muss es möglich sein, den Rotor vom Rest des Antriebsstranges abzukoppeln und frei drehen zu lassen. Außerdem ist das Motorverhalten zu prüfen. So gibt es möglicherweise Rastdrehmomente der Maschine, die dann wirken, wenn d -Achse und bestromte Phase parallel sind [Spe14]. Diese lenken den Rotor leicht ab und verfälschen so die Offset-Messung. Idealerweise sollte das Rastdrehmoment an der Position der Messung einen stabilen Nulldurchgang aufweisen, in den die Maschine von selbst gezogen wird. Außerdem gibt es Maschinendesigns, bei denen das Drehmoment im Bereich der d -Achse stark abflacht [Har]. Dies führt dazu, dass der Rotor trotz eingepprägtem d -Strom nicht sicher auf die d -Achse gezogen wird, sondern sich mit einer gewissen Unsicherheit in der Nähe der d -Achse einpendelt.

Eine Alternative stellt die Auswertung der induzierten Spannung im Leerlauf dar [Ric14, Spe14]. Die Maschine muss dazu extern gedreht werden. Gemäß (2.13) ist die induzierte Spannung im stromlosen Zustand eine reine q -Spannung ($u_d = 0$). Entsprechend kann aus dem sinusförmigen Verlauf der Phasenspannung zusammen mit dem Winkelsignal der Offset berechnet werden. Dieses Verfahren bietet den Vorteil, neben einem statischen Offset bei Stillstand der Maschine auch einen drehzahlabhängigen Offset detektieren zu können. Eine Drehzahlabhängigkeit ergibt sich beispielsweise dann, wenn relativ lange Signallaufzeiten auftreten [Spe14]. Allerdings kann es bei dem Verfahren zu Verfälschungen durch Eisenverluste kommen, weshalb es in [Ric14] ergänzt wird durch eine Messung bei rückwärts drehender E-Maschine. Dazu muss dann entsprechend ein Betrieb in negativer Drehrichtung zulässig sein, was v.a. bei Hybridantrieben, die direkt mit einem Verbrennungsmotor verbunden sind, nicht gegeben ist.

In der Literatur finden sich noch eine Reihe anderer Verfahren, wie z. B. eine Beobachterstruktur [Har13] oder auch Hochfrequenz-Injektionsverfahren, wie sie von geberlosen Regelungen bekannt sind. Eine Übersicht ist z. B. in [Wie12] gegeben.

Auch zur Korrektur der differentiellen Fehlern gibt es Untersuchungen und Methoden. Zunächst kann durch geeignetes Filterdesign bereits eine Reduktion von Fehlerauswirkungen erreicht werden. Alternativ werden in [RGIS13] in einer Offline-Kalibrierung Schwingungen und höherfrequente Fehler aufgenommen und in Form von Wertetabellen für die Regelung abgespeichert. Mit diesen kann dann online eine Korrektur durchgeführt werden. Die Korrektur von differentiellen Fehlern steht für diese Arbeit jedoch nicht im Vordergrund, da sie lediglich Pendeldrehmomente verursachen [Swo14]. Zu Pendeldrehmomenten und möglichen Korrekturmaßnahmen finden sich einige Arbeiten in der Literatur [RGIS13, LXC16].

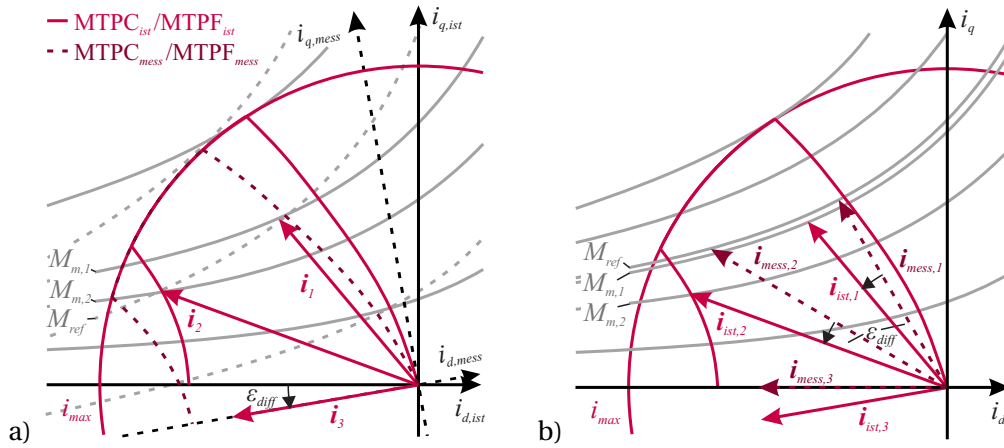


Abb. 3.11: Auswirkungen eines Offsetfehlers der Winkelsensorik analog zu Abb. 3.3 (zur Verdeutlichung wird ein sehr großer Fehler von $\epsilon_{err} = +10^\circ$ angenommen). a) Strompunktinvariant: Der Winkelfehler bewirkt, dass auch der Betriebsbereich im Bezug auf die Messgröße $i_{dq,ist}$ verdreht wird. b) Achseninvariant: Der aus dem Sensorfehler resultierende Drehmomentfehler ist nahe der MTPC klein und wächst hin zu größeren i_d -Strömen stark an.

3.2.4 Auswirkungen auf Drehmomentgenerierung

Für eine Beeinträchtigung des stationären Drehmomentes ist allein der Offset des Winkels, d. h. eine Mittelwertabweichung verantwortlich. Daher wird im Folgenden untersucht, wie die absoluten Winkelfehler auf das Drehmoment rückwirken. Für den verbleibende Offsetfehler nach einer Korrektur finden sich keine Datenblattwerte, er muss abgeschätzt werden. In [Wal17] wird der Offset bezogen auf eine elektrische Umdrehung für den Winkelgeber mit $\pm 2^\circ$ angegeben. Für den Bezug auf eine mechanische Umdrehung muss dieser Wert durch die Polpaarzahl geteilt werden, für eine Maschine mit Polpaarzahl $p = 10$ ergibt sich ein Offsetfehler von $\pm 0,2^\circ$.

Zur Analyse des Einflusses von Winkelsensor-Fehlern auf das Drehmoment wird zunächst festgehalten, welcher rotororientierte Strom $i_{dq,ist}$ tatsächlich in der Maschine fließt. Die realen Phasenströme $i_{abc,ist}$ werden dazu mittels Park-Transformation gemäß (2.7) über den Rotorwinkel ϵ_{ist} in das rotorfeste Koordinatensystem transformiert

$$\mathbf{i}_{dq,ist} = \mathbf{Q}^{-1}(\epsilon_{ist}) \mathbf{T}_{23} \mathbf{i}_{abc,ist}. \quad (3.34)$$

Wie bereits beim Stromsensor-Fehler diskutiert, werden die Strom-Messwerte $i_{dq,mess}$ auf den Sollstrom eingeregelt. Bei der Messung werden die realen Phasenströme $i_{abc,ist}$ im Inverter in das rotorfeste Koordinatensystem umgerechnet:

$$\mathbf{i}_{dq,mess} = \mathbf{Q}^{-1}(\epsilon_{mess}) \mathbf{T}_{23} \mathbf{i}_{abc,ist}. \quad (3.35)$$

Im Unterschied zu (3.34) kommt dabei der gemessene Winkel ϵ_{mess} zum Einsatz, der gegenüber dem realen Winkel ϵ_{ist} um den Offset ϵ_{diff} verdreht ist. Verdeutlicht wird der Unterschied zwischen (3.34) und (3.35) in Abb. 3.11a: Die hinsichtlich des a, b, c -Koordinatensystem eindeutigen Stromarbeitspunkte i_1 , i_2 und i_3 werden in zwei unterschiedliche Koordinaten-

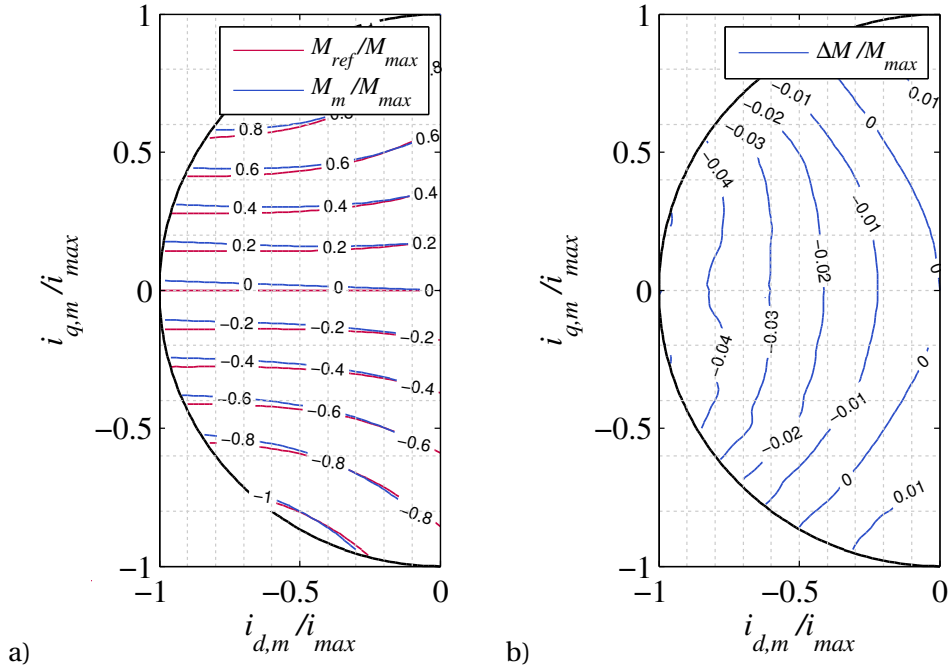


Abb. 3.12: Simulierter Drehmomentfehler aufgrund eines Winkelfehlers von $\epsilon_{diff} = +2^\circ$: a) Absoluter Drehmomentverlauf und b) Differenz $\Delta M = M_m - M_{ref}$

systeme transformiert. Relativ zu den Koordinatensystemen unterscheiden sich die Arbeitspunkte dann durchaus. Analog zu Abb. 3.3 ist diese Darstellung *strompunktinvariant*.

Durch Kombination von (3.34) und (3.35) wird der Zusammenhang zwischen realem und gemessenem Stromwert ermittelt:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{i}_{dq,ist} &= \mathbf{Q}^{-1}(\epsilon_{ist}) \mathbf{T}_{23} \mathbf{i}_{abc,ist} \\
 &= \mathbf{Q}^{-1}(\epsilon_{ist}) \mathbf{T}_{23} \mathbf{T}_{32} \mathbf{Q}(\epsilon_{mess}) \mathbf{i}_{dq,mess} \\
 &= \mathbf{Q}^{-1}(\epsilon_{ist}) \mathbf{T}_{23} \mathbf{T}_{32} \mathbf{Q}(\epsilon_{ist} + \epsilon_{diff}) \mathbf{i}_{dq,mess} \\
 &= \mathbf{Q}(\epsilon_{diff}) \mathbf{i}_{dq,mess}. \quad \text{mit } \mathbf{T}_{23} = \frac{2}{3} \mathbf{T}_{32}^T \quad (3.36)
 \end{aligned}$$

Ein angefordertes Drehmoment M_{ref} wird in der Sollstromgenerierung in einen Sollstrom $\mathbf{i}_{dq,mess}$ umgewandelt, der in der Maschine den Strom $\mathbf{i}_{dq,ist}$ bewirkt. Mithilfe der Drehmomentgleichung kann das sich damit einstellende Drehmoment

$$\begin{aligned}
 M_m &= \frac{3}{2} p \left(\boldsymbol{\psi}_{dq}(\mathbf{i}_{dq,ist}) \times \mathbf{i}_{dq,ist} \right) \\
 &= \frac{3}{2} p \left(\boldsymbol{\psi}_{dq}(\mathbf{Q}(\epsilon_{diff}) \mathbf{i}_{dq,ist}) \times \mathbf{Q}(\epsilon_{diff}) \mathbf{i}_{dq,ist} \right) \quad (3.37)
 \end{aligned}$$

bestimmt werden. Es kann analog zur Betrachtung des Stromsensor-Fehlers mit dem Referenzdrehmoment M_{ref} verglichen werden, das mit (3.24) bestimmt wird. Die Differenz zwischen den Drehmomenten an einem gegebenen Strom-Arbeitspunkt ist schließlich der gesuchte Drehmomentfehler.

Wird dieser Fehler im gesamten i_d/i_q -Bereich berechnet, so ergibt sich für einen exemplarischen Winkelfehler von $\epsilon_{diff} = 2^\circ$ die in Abb. 3.12 dargestellten Berechnungsergebnisse. Es

zeigt sich, dass der Drehmomentfehler im Bereich der MTPC-Kurve klein ausfällt. Je weiter ein Strom-Arbeitspunkt von dieser Kurve entfernt liegt, desto größer wird der Fehler. Somit sind die Auswirkungen auf das Drehmoment vor allem bei großen negativen i_d -Strömen sichtbar, wie in Abb. 3.12b verzeichnet. Im Betrieb äußert sich das bei großen Drehzahlen im Feldschwächbereich.

Plausibel wird dies bei einer grafischen Betrachtung mithilfe Abb. 3.11b. Dieselben Arbeitspunkte wie in Abb. 3.11a sind hierbei *achseninvariant* dargestellt. Mit einem Resolver-Fehler wird der Winkel jedes Sollstrom-Vektors $i_{dq, mess}$ durch die Park-Transformation um den Fehlerwinkel ϵ_{diff} verdreht. Die Amplitude des Stromvektors hingegen bleibt – im Gegensatz zu einem Stromsensor-Fehler – konstant. Im Ankerstellbereich bei niedrigen Drehzahlen befindet sich der Stromvektor auf der MTPC-Kurve, die senkrecht auf den Drehmoment-Isolinien steht. Ein Beispiel ist der Stromvektor i_1 in Abb. 3.11a. Wird dieser Stromvektor um $\epsilon_{diff} = 2^\circ$ verdreht, so ergibt sich nur eine kleine Änderung im Drehmoment. Der Stromvektor i_2 hingegen repräsentiert einen Sollstrom bei hohen Drehzahlen im Feldschwächbereich. Wird dieser nur um einen kleinen Fehlerwinkel gedreht, so ergibt sich direkt eine signifikante Änderung im Drehmoment.

Erwähnenswert ist der Vergleich zwischen motorischem und generatorischem Betrieb. Sind für alle anderen Betrachtungen der Arbeit die Auswirkungen im zweiten und dritten Quadranten des i_d/i_q -Kennfeldes achsensymmetrisch zur d -Achse, so gilt dies nicht für den Winkelfehler. Abweichungen, die hier eine Drehmoment-*Reduktion* im motorischen Betrieb bewirken, sorgen für eine *Anhebung* des Drehmoments im generatorischen Betrieb. Aus diesem Grund umfasst Abb. 3.12 beide Betriebsquadranten.

In Anbetracht der Tatsache, dass Resolverfehler vor allem bei großen Drehzahlen signifikant werden, ergibt sich eine weitere Option zur Erhöhung der Drehmomentgenauigkeit. So kann der Bereich kleiner Drehzahlen mit einem (günstigen) Winkelsensor mit geringer Genauigkeit abgedeckt werden. Bei großen Drehzahlen kann dann ein geberloses Verfahren (z. B. [Wie12]) eingesetzt werden, das den Winkelsensor nicht benötigt und dennoch eine gute Winkelinformation zur Verfügung stellt. Dabei muss der Bereich kleiner Drehzahlen, in dem geberlose Verfahren teilweise noch Nachteile haben, nicht geberlos abgedeckt werden.

3.2.5 Messtechnische Validierung

Die messtechnische Untersuchung erfolgt analog zur der des Stromfehlers an derselben Maschine. Es wird ein Kennfeld aufgezeichnet, für das der Offset-Winkel des Resolvers softwareseitig um einen elektrischen Fehlerwinkel $\epsilon_{diff} = 2^\circ$ vergrößert wird. Das so gemessene Drehmoment M_m wird mit dem ohne Fehler aufgezeichneten Drehmoment M_{ref} verglichen. Der sich ergebende Drehmomentfehler $\Delta M = M_m - M_{ref}$ ist in Abb. 3.13 aufgetragen. Es bestätigt auch hier die Theorie: Im Ankerstellbereich bei kleinen Drehzahlen ergibt sich fast keine Abweichung, während im Feldschwächbereich kurz unter der Grenzkennlinie signifikante Drehmomentfehler von über 3% sichtbar werden.

Auch hier ist das Systemverhalten gerade an der Grenzkennlinie besonders interessant. Trotz größtem Drehmomentfehler von 3% ist das maximal erreichbare Drehmoment an-

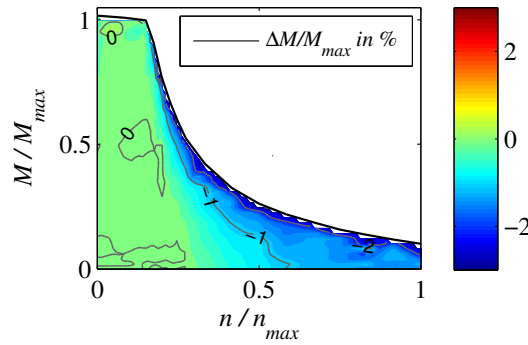


Abb. 3.13: Drehmomentfehler bei einem Winkelfehler von $\epsilon_{diff} = 2^\circ$: $\Delta M = M_m - M_{ref}$ in % bezogen auf das Maximaldrehmoment M_{max} im Kennfeld als Isolinien

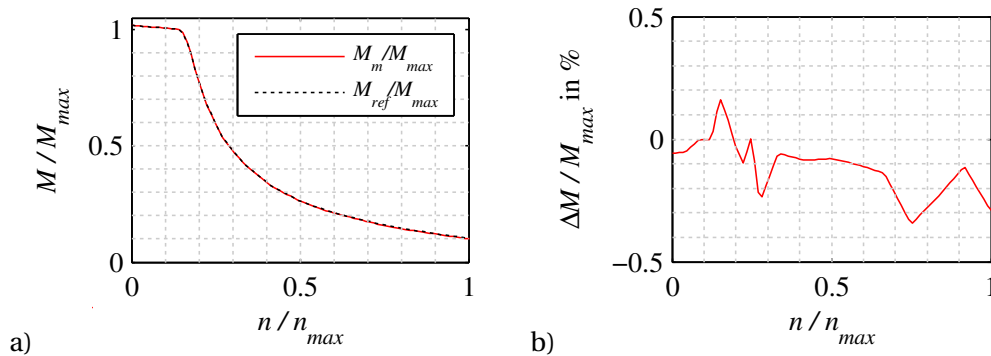


Abb. 3.14: Drehmomentdifferenz entlang der Grenzkennlinie bei einem Winkelfehler von $\epsilon_{diff} = 2^\circ$. a) Grenzlinien $M_{m,max}$ und $M_{ref,max}$ von M_m und M_{ref} im Vergleich und b) Darstellung der Abweichung des maximal erreichbaren Drehmomentes $\Delta M_{max} = M_{m,max} - M_{ref,max}$ in %.

nähernd identisch, wie in Abb. 3.14 ersichtlich wird. In der in Abschnitt 2.3 vorgestellten Regelungsstruktur wird durch den Aussteuerungsregler (Abschnitt 2.3.4) im Grenzfall immer die volle zur Verfügung stehende Spannung ausgenutzt. Bei Vorliegen eines Winkelfehlers verschiebt sich so der zulässige Betriebsbereich in der i_d/i_q -Ebene und die physikalische Grenzkennlinie bleibt letztlich unverändert. Die Betrachtung lässt sich durch eine grafische Überlegung plausibilisieren: Wird das maximal mögliche Drehmoment angefordert, so wird durch die Sollstromgenerierung (Abschnitt 2.3.2) immer der Schnittpunkt von MTPF-Kurve und begrenzender $\psi_{max}(\omega)$ -Ellipse gewählt. Entscheidend für die physikalische Reaktion der Maschine ist dabei alleine der tatsächlich in die Maschine eingepreßte Strom $i_{dq,ist}$. Die Lage der $\psi_{max}(\omega)$ -Ellipse wird dabei durch den Aussteuerungsregler genau so ermittelt, dass der Inverter die maximal zur Verfügung stehende Phasenspannung einstellt. An der oberen MTPF-Kurve, wenn Strom- und Spannungsgrenze gemeinsam den Betriebsbereich begrenzen, wird damit unabhängig von Winkelfehlern immer exakt derselbe physikalische Strom-Arbeitspunkt $i_{dq,mess}$ gefunden. Im Bereich der unteren MTPF-Kurve ist der Zusammenhang etwas komplexer. Durch einen Winkelfehler werden auch die in der Sollstromgenerierung hinterlegten Betriebsgrenzen MTPC und MTPF relativ zu $i_{dq,ist}$ rotiert – sie hängen schließlich direkt mit $i_{dq,mess}$ zusammen (Abb. 3.11a). Der gewählte Betriebspunkt liegt folglich nicht mehr auf der tatsächlichen MTPF, was das maximale Drehmoment leicht reduziert. Dies hat dabei jedoch eher geringen Einfluss.

In der Literatur gibt es Ergebnisse, die diesem scheinbar widersprechen [NWWD16, GHN⁺15]. Darin wird angezeigt, dass sich bei Vorliegen eines Winkelfehlers auch die Grenzkennlinie verschiebt und so bei großen Drehzahlen das maximale Drehmoment reduziert wird. Diese Annahme liegt nahe, schließlich erfahren alle Drehmomente bei großen Drehzahlen einen Fehler. Tatsächlich tritt dieser Effekt auf, wenn die Regelungsstruktur so aufgebaut ist, dass in der Drehmomentsteuerung die Spannungsgrenze nicht online berücksichtigt wird. Besser ist jedoch die hier genutzte Struktur, die den tatsächlichen Betriebsbereich immer maximal ausnutzt und Instabilität vorbeugt.

3.3 Spannungssensorik im Zwischenkreis

Der Spannungssensor, der die Gleichspannung im Zwischenkreis ermittelt, ist die dritte Art Sensor im Inverter. Sein Messwert hat keinen direkten Einfluss auf das Drehmoment, da weder die Zwischenkreisspannung noch die Phasenspannung bei der Drehmomentbildung (Abschnitt 2.2.3) relevant sind – auch nicht im Feldschwächbereich an der Spannungsgrenze. Dies ist in der Funktion des Aussteuerungsreglers begründet: Die Regelgröße ist allein der Aussteuergrad und dieser ist immer bekannt. Die Spannung, die damit letztlich eingeregelt wird, muss dafür nicht exakt bekannt sein. Der Sensor kommt allerdings bei der Identifikation von Abweichungen der E-Maschine in Kapitel 5 zum Einsatz, weshalb er hier dennoch kurz diskutiert wird.

Hochvolt-Gleichspannungen werden in der Regel über einen Spannungsteiler mit anschließendem Trennwandler zur galvanischen Trennung ermittelt [Sch09]. Die so ermittelte Spannung wird dann mittels Analog-Digital-Umsetzer in digitale Werte gewandelt, die vom Mikrocontroller verarbeitet werden können. Als Alternativen werden Spannungs-Frequenz-Umsetzer diskutiert, deren Frequenzausgang direkt digital eingelesen werden kann.

Als mögliche Fehlerarten kommen hier ebenfalls die beim Stromsensor diskutierten vor: Offsetfehler, Verstärkungsfehler und Linearitätsfehler. Dabei können Maßnahmen zur Reduktion der Fehler analog zu den für den Stromsensor diskutierten ergriffen werden. Der Offset kann so beispielsweise abgeglichen werden, wenn definiert keine DC-Spannung im System anliegt. Der Verstärkungsfehler kann auch hier durch Abgleich mit einem externen Sensor kalibriert werden.

Gemäß [Wal17] kann für den Offset der Spannungsmessung eine Abweichung von $\pm 2V$, für den Verstärkungsfehler $\pm 2\%$ angenommen werden. Der Linearitätsfehler liegt nach [Sch09] bei ca. $\pm 0,1\%$ vom Maximalwert.

3.4 Fazit

Sensorfehler beeinträchtigen alle geschlossenen Regelschleifen, da diese den Messwert auf die Sollgröße einstellen. Die Fehler von Strom- und Winkelsensorik wirken sich direkt auf das Drehmoment aus. Theoretisch führt eine Abweichung von -2% im Stromsensor auch

zu einer Abweichung von ca. 2 % im Drehmoment. Reluktanz- und Sättigungseffekte führen bei betrachteter Maschine aber dazu, dass ein Verstärkungsfehler des Stromsensors von -2 % zu 1,6 % - 2 % relativem Drehmomentfehler führt. Der Fehler nimmt für größer werdende i_d -Ströme zu, wobei die Zunahme moderat ist.

Darin unterscheidet er sich von einem Winkelfehler: Dieser wirkt sich im Feldschwäcbereich bei größeren Drehzahlen massiv aus, während sein Einfluss bei kleinen Drehzahlen vernachlässigbar ist. Der maximale Drehmomentfehler im Betriebsbereich bei einem Winkelversatz von $\epsilon_{diff} = 2^\circ$ liegt in der Größenordnung von 3 %.

4 Analyse der Einflüsse von Abweichungen in Material und Geometrie der E-Maschine

Bei offenen Regelschleifen hat die exakte Beschreibung der Strecke einen hohen Stellenwert. Die Ausgangsgröße wird nicht gemessen, weshalb für eine exakte Ansteuerung ihr Zusammenhang mit den Eingangsgrößen bekannt sein muss. Für die Drehmomentsteuerung ist die E-Maschine der wesentliche Teil der Strecke. Der Fokus dieses Kapitels liegt daher auf einer Analyse ihrer produktionsbedingten Abweichungen.

Anhand von Fertigungsschritten wird aufgezeigt, welche Größen in einer E-Maschine für eine Sensitivitätsanalyse von Interesse sind. Aufbauend auf dem Stand der Technik wird eine eigene Methodik vorgestellt, mit deren Hilfe Auswirkungen auf den verketteten Fluss und das erzeugte Drehmoment der Maschine beleuchtet werden. Dabei wird eine Bewertung diverser Einflussfaktoren durchgeführt. Schließlich werden die Betrachtungen durch Messungen an Sonderaufbauten validiert. Teile des Kapitels finden sich in der Veröffentlichung [OB16] wieder.

Im Vordergrund der Untersuchungen steht die Frage, welche prinzipiellen Auswirkungen die Abweichungen von Geometrie und Material auf Drehmoment und Leistung haben. Dabei ist für die Entwicklung einer Kompensationsstrategie die statistische Verteilung der Abweichungen (Abschnitt 2.4.3) von untergeordneter Relevanz: Eine Kompensationsstrategie muss mit jedem Grad von Abweichungen umgehen können, unabhängig von ihrer Auftretswahrscheinlichkeit.

4.1 Toleranzen von Material und Geometrie der elektrischen Maschine

Toleranzen der E-Maschine lassen sich in zwei Kategorien einteilen: Geometrische Toleranzen und Toleranzen der Materialbeschaffenheit. Bei ersteren kann zwischen Form- und Lage-toleranzen unterschieden werden. Die geforderten Toleranzen einzelner Teile der Maschine hängen vom jeweiligen Maschinendesign und Anwendungsfall ab, sie können also nicht pauschal angegeben werden. Als erster Anhaltspunkt können Allgmeintoleranzen dienen. Diese lassen Rückschlüsse auf die mit einer Technologie erreichbaren Genauigkeiten zu. Welche Abweichungen für verschiedene Fertigungsverfahren und verschiedene Toleranzklassen zulässig sind, regeln Normen [Kle15].

In Abb. 4.1 ist der Blechschnitt einer IPMSM dargestellt. Bezeichnet sind dabei geometrische Abmessungen, deren produktionsbedingte Abweichungen besonders relevant für das magne-

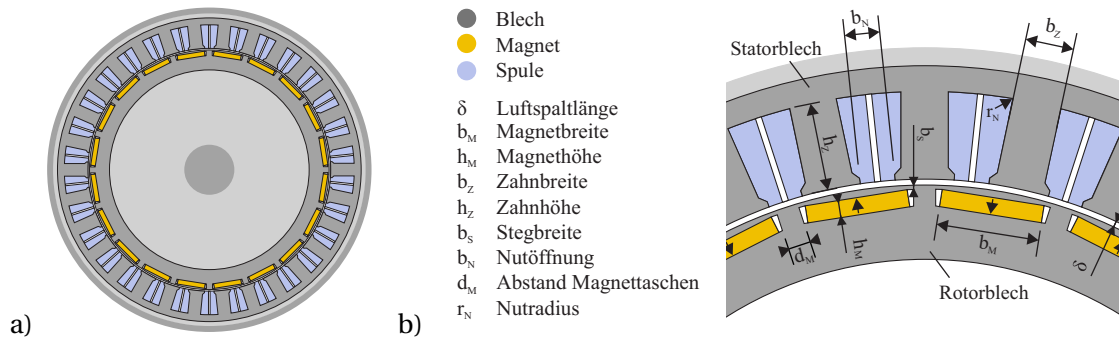


Abb. 4.1: Querschnitt einer IPMSM. a) Schnittansicht des kompletten Rotors. b) Detailansicht mit Bezeichnung der relevanten Größen für die Untersuchung produktionsbedingter Auswirkungen

tische Verhalten sind. Zu diesen in der Querschnittszeichnung definierten Größen kommen Abmessungen in axialer Richtung. Dazu zählen die Stapellängen von Stator und Rotor und die axiale Länge der einzelnen Magnete. Anhand der Teile und der zugehörigen Produktionsschritte lassen sich produktionsbedingte Abweichungen ableiten. Die Aktivteile Stator, bestehend aus Blechpaket und Wicklung, und Rotor, bestehend aus Blechpaket und Magneten, werden neben Gehäuse, Welle, Stator- und Rotorträger getrennt gefertigt. Abb. 4.2 zeigt die schrittweise Produktion und Montage. Im Folgenden sind die einzelnen Teile und die Schritte in der Produktion erläutert.

4.1.1 Magnetische Werkstoffe

Die Werkstoffeigenschaften aller elektromagnetisch aktiven Teile der Maschine sind relevant für das Betriebsverhalten. Für Magnetwerkstoffe sind diese über den Zusammenhang zwischen den vektoriellen Größen magnetische Feldstärke \mathbf{H} und Flussdichte \mathbf{B} definiert [ITM04]. Im Vakuum gilt

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} \quad (4.1)$$

mit $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{Vs/Am}$ als magnetischer Feldkonstante. Für lineare magnetische Materialien gilt

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H} \quad (4.2)$$

mit der materialabhängigen relativen Permeabilitätszahl μ_r . Alternativ kann die Flussdichte \mathbf{B} in Abhängigkeit der magnetischen Polarisation \mathbf{J} ausgedrückt werden:

$$\mathbf{B}(\mathbf{H}) = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{J}(\mathbf{H}). \quad (4.3)$$

In Abb. 4.3a ist der materialspezifische, nichtlineare Verlauf der Polarisation als Funktion der Feldstärke H dargestellt.

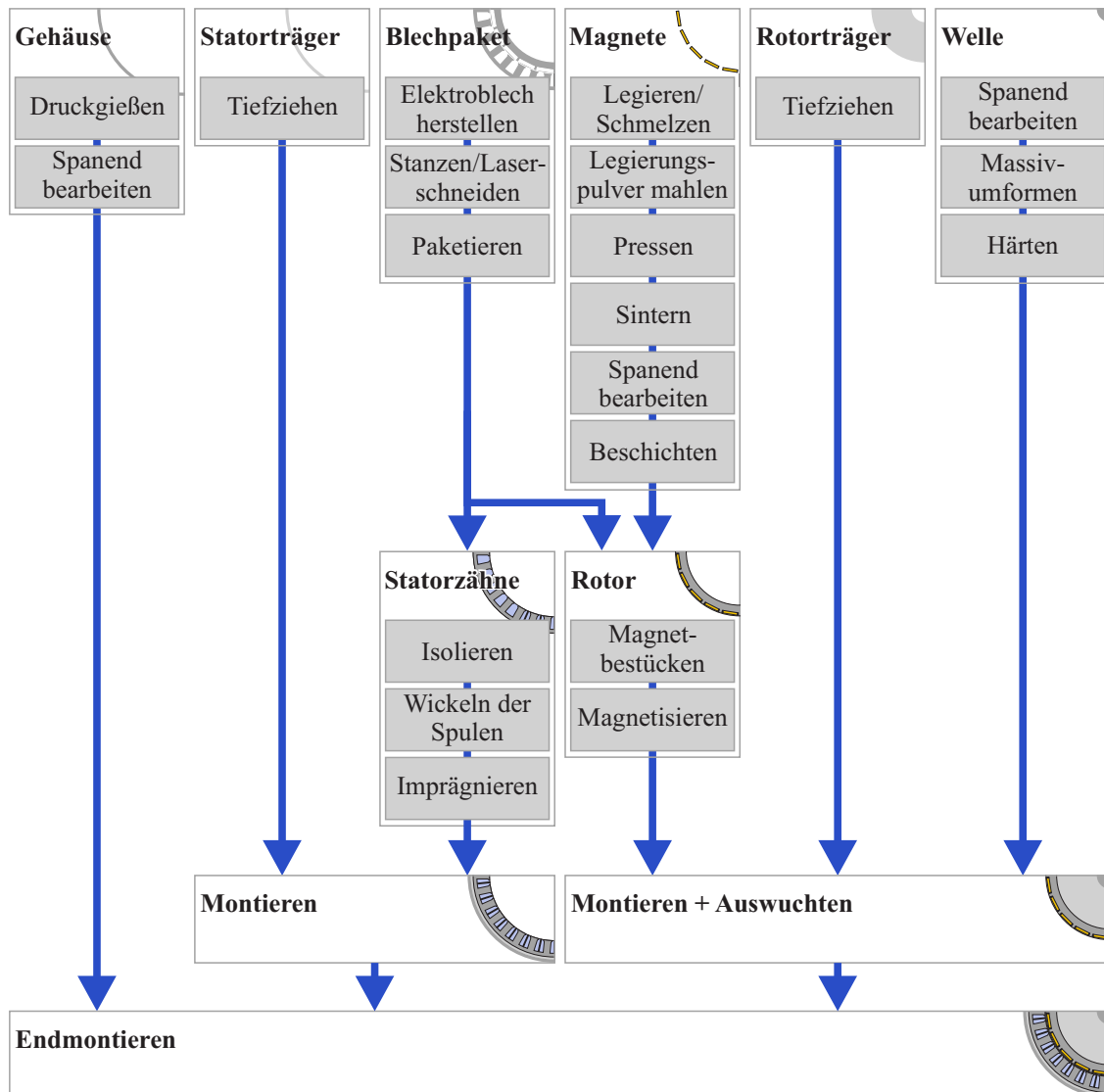


Abb. 4.2: Produktionsprozess von Elektromaschinen (basierend auf [KN14])

4.1.2 Permanentmagnete

Die Permanentmagnete einer PMSM sind dauerhaft magnetisiert. Ihr Magnetfeld besteht auch, wenn kein Strom in der Maschine fließt.

4.1.2.1 Magnetisierung

Um ihre Polarisation zu erreichen, müssen die Magnete aufmagnetisiert werden. Der Aufmagnetisierungsprozess kann eine Ursache produktionsbedingter Abweichungen im Magnet sein. Im ersten Quadranten von Abb. 4.3a ist die Neukurve für $J(H)$ und $B(H)$ eingetragen. Dieser Kurve folgt das Material beim Magnetisieren aus dem unmagnetischen Zustand: Mit zunehmender magnetischer Feldstärke H ändert sich die magnetische Polarisation, bis sie zu einer Sättigung kommt.

Abb. 4.3b zeigt den Verlauf einer Magnetisierung entlang der Neukurve [VAC14, ITM04]. Die nach außen wirkende makroskopische Magnetisierung hängt mit Größe und Anordnung der

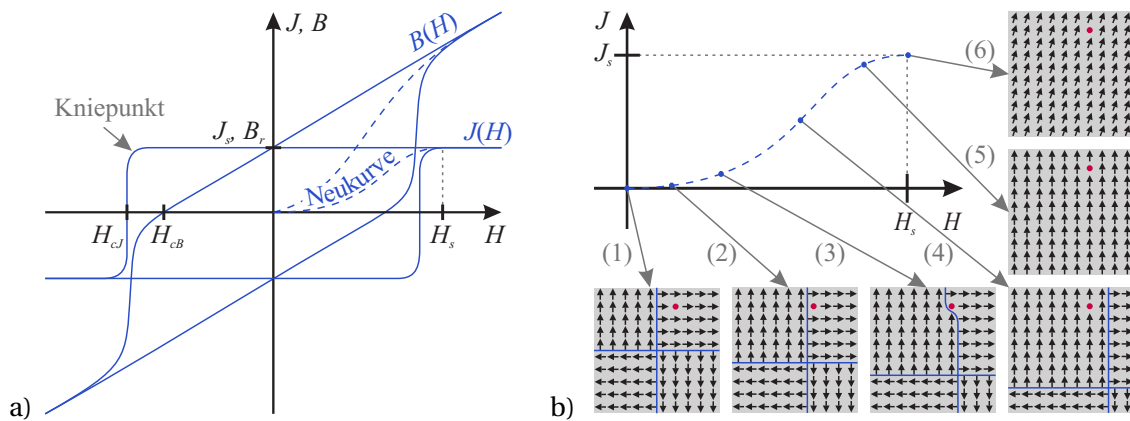


Abb. 4.3: a) Funktion von magnetischer Polarisation $J(H)$ und Flussdichte $B(H)$ in Abhängigkeit der magnetischen Feldstärke H . b) Verhalten der magnetischen Domänen im Verlauf der Magnetisierung entlang der Neukurve [Spe14, ITM04]

sogenannten Domänen (oder auch „Weißchen Bezirke“) im Material zusammen. Die einzelnen magnetischen Dipole innerhalb einer Domäne zeigen immer dieselbe Richtung. Über die Größe und Anordnung der Domänen sowie die Lage der Blochwände – der Grenzen zwischen den Domänen – strebt das Material einen Zustand minimaler Energie an. Ohne ein externes Feld wirkt das Material dadurch nach außen unmagnetisch (Abb. 4.3b-1). Wird nun ein externes Feld angelegt, so bewirkt dieses eine Verschiebung der Blochwände, sodass Dipole von einer Domäne in eine andere übergehen. Diese Dipole werden in ihrer Polarisationsrichtung der neuen Domäne angepasst, wodurch sich makroskopisch eine Magnetisierungsänderung ergibt. Eine wichtige Rolle spielen Fehlstellen im Material, die eine freie Verschiebung der Blochwände verhindern (Abb. 4.3b-3). Ein Beispiel für Fehlstellen sind Korngrenzen. Verschiebungen bis zu den Fehlstellen sind reversibel: Wird das externe Feld abgeschaltet, so verschieben sich die Blochwände zurück in ihre Ausgangsposition. In einem starken elektrischen Feld werden auch die Fehlstellen überwunden (Abb. 4.3b-4). Dieser Vorgang ist irreversibel. Die Blochwände wandern nicht wieder über die Fehlstellen zurück, solange kein entgegengesetztes Magnetfeld mit ausreichender Intensität angelegt wird.

Die maximale Magnetisierung des Materials ist erzielt, wenn alle Dipole gleich ausgerichtet sind und in die Richtung der Feldlinien des externen Feldes zeigen. Dann ist die Sättigungspolarisation J_s erreicht, die Magnetisierung steigt nicht mehr weiter an. Ihr Wert bleibt unabhängig von äußeren Magnetfeldern im Material erhalten, solange diese oberhalb des Kniepunktes bleiben. Der Kniepunkt ist der Punkt im zweiten Quadranten, ab dem die magnetische Polarisation absinkt. Bei Überschreiten dieser Feldstärke werden im Material wieder Fehlstellen überwunden und der Magnet irreversibel entmagnetisiert.

Anhand der Beziehung aus Abb. 4.3a lassen sich zwei wesentliche charakteristische Größen finden: Remanenzflussdichte B_r und Koerzitivfeldstärken H_{cB} und H_{cJ} . Die Remanenzflussdichte B_r beschreibt die Flussdichte, die von einem maximal aufgeladenen Magneten ausgeht, wenn keine externen Felder anliegen. Die Koerzitivfeldstärke H_{cJ} beschreibt die notwendige Gegenfeldstärke, die für eine vollständige Entmagnetisierung aufgewendet werden muss. Der Wert H_{cJ} ist damit die entscheidende Größe bei der Beurteilung dessen, welches Gegenfeld

im Feldschwächbereich einer Maschine eingeprägt werden darf. Das Verhältnis von Remanenzflussdichte zur Sättigung bestimmt dabei wesentlich die Form der Hystereseschleifen in Abb. 4.3a. Da H_{cJ} bei Permanentmagneten groß ist und diese eine einmal gewonnene Polarisation auch bei einem hohen Gegenfeld noch beibehalten, gehören sie zur Gruppe der Hartmagneten.

4.1.2.2 Thermisches Verhalten

Die Materialeigenschaften der Magnete sind temperaturabhängig [Spe14, CCHW90]. Ursächlich dafür ist, dass die Wärmebewegung der Atome und Ionen der oben beschriebenen energieminimalen Ordnung von magnetischen Dipolen und Domänen entgegen wirkt. Eine charakteristische Größe ist dabei die materialabhängige Curie-Temperatur. Über dieser Temperatur dominiert die Wärmebewegung die magnetische Ordnung und löst die makroskopische Magnetisierung auf. Im Betrieb sollte daher immer ausreichend Abstand zur Curie-Temperatur gehalten werden, damit einer Entmagnetisierung vorgebeugt wird.

Abb. 4.4 stellt die Abhängigkeit der Magnetisierungskurve von der Temperatur ϑ im betriebsrelevanten Temperaturbereich dar. Diese Darstellung findet sich in Datenblättern neben den beschreibenden Temperaturkoeffizienten für Remanenzflussdichte α_{Br} und Koerzitivfeldstärke α_{Hc} [VAC14]:

$$\alpha_{Br} = \frac{1}{B_r} \frac{dB_r}{d\vartheta} \quad (4.4)$$

$$\alpha_{Hc} = \frac{1}{H_c} \frac{dH_c}{d\vartheta}. \quad (4.5)$$

Zu beachten ist, dass sich der Kniepunkt bei höheren Temperaturen hin zu kleineren Koerzitivfeldstärken verschiebt. Wie beschrieben ist oberhalb des Kniepunktes der Einfluss eines Gegenfeldes reversibel – d. h. hier kehrt die Flussdichte nach Abkühlen des Materials zu ihrem ursprünglichen Wert zurück. Wird der lineare Bereich verlassen, so ist der Einfluss irreversibel. Bei erhöhter Temperatur darf der Magnet also weniger Gegenfeld ausgesetzt werden.

Für den relevanten Betriebsbereich genügt in der Regel eine lineare Approximation des Temperaturverhaltens, also die Bestimmung von α_{Br} und α_{Hc} als Skalare unter Vernachlässigung ihrer Temperaturabhängigkeit [Spe14]. Übersichten über typische Werte für verschiedene Materialien für die Temperaturfaktoren finden sich beispielsweise in [MVP08] oder [Wal17]. Aus diesen und aus Datenblättern von Magnetherstellern (z. B. [VAC14]) lassen sich für den in den betrachteten Maschinen eingesetzten Magnetwerkstoff Neodym-Eisen-Bor (NdFeB) folgende typische Temperaturfaktoren angeben:

$$\alpha_{Br} = -0,08 \dots -0,15 \% / \text{K} \quad (4.6)$$

$$\alpha_{Hc} = -0,40 \dots -0,90 \% / \text{K}. \quad (4.7)$$

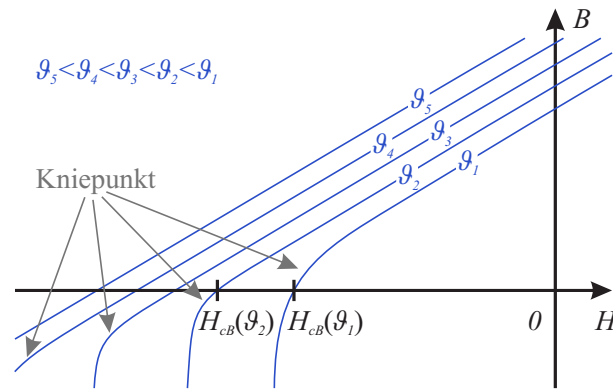


Abb. 4.4: Einfluss der Temperatur auf die Funktion der Flussdichte über der Feldstärke im Material nach [VAC14]

4.1.2.3 Fertigung innerhalb von Toleranzen

Für eine hohe Leistungsdichte der Maschine bis zu hohen Betriebstemperaturen werden leistungsstarke Permanentmagnete benötigt. Der Werkstoff NdFeB hat dabei eine besonders hervorragende Remanenzflussdichte und Koerzitivfeldstärke, weshalb er bevorzugt in Hybrid- und Elektrofahrzeugen eingesetzt wird.

Integriert in Abb. 4.2 ist der Herstellungsprozess der Magnete dargestellt [KN14]. Im ersten Schritt werden die drei Stoffe Neodym, Eisen und Bor aufgeschmolzen, um im flüssigen Zustand eine Legierung zu bilden. Vollständig vermischt, werden sie wieder abgekühlt und pulverisiert, wobei das Ziel möglichst kleine Korngrößen sind. Eine klassische Herangehensweise ist das vollständige Abkühlen des Metalls und anschließendes Zermahlen. Eine Alternative stellt Strip-Casting dar, bei dem das heiße Metall auf eine rotierende, gekühlte Walze tropft und dort zu feinen Flakes zerstreut wird (z.B. [OT11]). Zur weiteren Zerkleinerung kann das Hydrogen-Decrepiation-Verfahren angewandt werden. Bei diesem werden die Flakes unter Wasserstoffatmosphäre hitzebehandelt und anschließend in einer Strahlmühle zerkleinert [DGCe15]. So können Partikelgrößen von $< 1 \mu\text{m}$ erreicht werden. Im Anschluss wird das Legierungspulver mittels Pressen, einem Umformverfahren, in Form gebracht. Während des Pressvorgangs wird es einem magnetischen Feld ausgesetzt, um die magnetischen Domänen so auszurichten, dass vorteilhafte anisotrope Materialeigenschaften erreicht werden. So kann nach dem Magnetisieren eine deutlich höhere Magnetfeldstärke erreicht werden. Die Zusammensetzung des Materials kann sich dabei im Rahmen der Dosier- und Vermischvorgänge leicht unterscheiden und damit an dieser Stelle zu Variationen des Materials führen.

Das gepresste Werkstück wird im Anschluss gesintert, also durch Wärmeeinfluss verdichtet und verhärtet. Dazu wird das Material auf eine Temperatur kurz unterhalb des Schmelzpunktes erhitzt, sodass lokal Diffusionsprozesse auftreten und die einzelnen Pulverkörner zusammenwachsen. Da hierbei Poren im Material geschlossen werden, reduziert sich das Volumen des Magneten bei diesem Prozessschritt um 15 bis 20 %. Diese Sinterschwindung kann am Pressteil ungleichmäßig erfolgen, weshalb die zuvor beim Pressen eingestellte exakte Form wieder verloren geht. Durch Pressen und Sintern treten Maßabweichungen von bis zu $\pm 1,5 \%$ auf [FS12].

Werden diese Abweichungen als zu groß eingeschätzt, so kann der Magnet einer Nachbearbeitung unterzogen werden. Ist das Sinter-Werkstück nur ein einzelner Magnet, so kann dieser noch auf das finale Maß geschliffen werden. Alternativ können aus einem größeren Block mehrere Magnete geschnitten bzw. gefräst werden. Sowohl Schleifen als auch Fräsen sind spanende Verfahren, die gemäß DIN ISO 2768 in ihrer Prozessgenauigkeit toleranzbehaftet sind [DIN91]. Für die Toleranzklasse „fein“ mit der höchsten Genauigkeit bedeutet das für Magneten eine maximale Abweichung je nach Abmessung von $\pm 0,05$ bis $\pm 0,1$ mm. Für die Entscheidung für oder gegen eine spanende Nachbearbeitung sowie die möglichen Toleranzklassen müssen Kosten und Qualitätsanspruch gegeneinander abgewogen werden.

Nachdem die Magnete ihre endgültige Form erhalten haben, werden sie durch eine Passivierungsschicht geschützt, um Korrosion zu verhindern. Für den Auftrag dieser Schutzschicht müssen die Kanten der Magnete gefast werden – auch dieser Produktionsschritt ist nach DIN ISO 2768 toleranzbehaftet.

Durch die Prozesswärme sind die Magnete nach dem Sintern unmagnetisch. Zur Magnetisierung werden sie einem pulsformigen externen Magnetfeld ausgesetzt, das in der Aufmagnetisierereinrichtung erzeugt wird und in seiner Intensität die Koerzitivfeldstärke der Magnete übersteigt. Die notwendige Feldstärke kann an der Sättigungsmagnetisierung H_s (Abb. 4.3) abgelesen werden.

Das Aufmagnetisieren kann entweder vor oder nach der Montage der Magnete im Blechpaket durchgeführt werden. Zumeist überwiegen die Vorteile einer Magnetisierung im montierten Zustand. Dies erleichtert die Handhabung und reduziert mögliche Verunreinigungen, da z. B. Metallspäne nicht angezogen werden. Allerdings ist die Magnetisierung schwieriger, da der Verlauf der externen Feldlinien durch den Magneten – insbesondere bei IPMSM – aufgrund des Rotoreisens weniger genau erzwungen werden kann. In der IPMSM spielen auch die Produktionsabweichungen im Blechpaket eine Rolle. Diese bringen eine zusätzliche Unsicherheit in die final resultierende Magnetisierung. Vor allem die Randbereiche des Magneten können einem schwächeren Magnetfeld ausgesetzt sein, sodass nicht alle Dipole ausgerichtet werden. Bei einer Magnetisierung im unmontierten Zustand sind die Magnete zwar homogener in ihrer Polarisation, die anschließende Handhabung ist jedoch herausfordernd.

Abweichungen der Permanentmagnete können in drei wesentliche Ursachen zusammengefasst werden: Materialeigenschaften, Geometrie und Aufmagnetisierprozess. Angaben über die auftretenden Abweichungen sind schwer zu ermitteln, die meisten Hersteller geben lediglich maximale Abweichungen der Materialdaten an, ohne Details oder statistische Auftretenswahrscheinlichkeiten anzugeben. Flussdichteabweichungen von teilweise über $\pm 5\%$ finden sich in der Literatur [OHT⁺15, Bec00, VAC14].

4.1.3 Blechpaket

Die aus Eisen gefertigten Teile der Maschine, also Stator- und Rotorblechpaket, werden aus einzelnen Elektroblechen zusammengefügt.

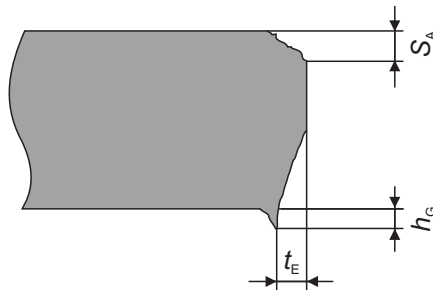


Abb. 4.5: Schnittkantenkenngrößen beim Stanzen nach [FS12]; Bezeichnungen: Schnittkantenabzug S_A , Einrisstiefe t_E und Grathöhe h_G

4.1.3.1 Magnetisches Verhalten

Alle flussführenden Teile der Maschine bestehen aus Elektroblech, einem siliziumlegierten Stahl. Dieser zählt zur Gruppe der Weichmagnete. Das ferromagnetische Material hat eine relative Permeabilitätszahl $\mu_r \gg 1$. Die Koerzitivfeldstärke H_c ist um mehrere Größenordnungen kleiner als die der Hartmagnete. Er kann leicht ummagnetisiert werden, die magnetischen Dipole orientieren sich schnell an einem von außen angelegten Magnetfeld. Er „leitet“ das äußere Magnetfeld gut. Dies gilt allerdings nur unterhalb der magnetischen Sättigungspolarisation J_s des Materials. Charakteristisch für die verwendeten Eisenwerkstoffe ist, dass diese eine hohe Sättigungspolarisation aufweisen. Je höher der Siliziumgehalt im Material, desto größer wird der spezifische Widerstand und desto kleiner werden die Ummagnetisierungsverluste [KN14]. Eine Einordnung von Materialien nach Sättigungspolarisation J_s und Koerzitivfeldstärke H_c findet sich in [ITM04].

Die weichmagnetischen Materialien sind allerdings auch gut elektrisch leitfähig. Aus diesem Grund werden Stator und Rotor aus dünnen, gegeneinander isolierten Einzelblechen aufgebaut – so können Wirbelströme und damit Verluste in der Maschine reduziert werden.

4.1.3.2 Fertigung

Ein für die Betrachtung produktionsbedingter Abweichungen relevanter Schritt ist das Kaltwalzen des dünnen Elektroblechs. Dabei wird die Dicke des Blechs auf den finalen Wert von 0,2 bis 0,65 mm reduziert [KN14]. Für Elektromaschinen mit rotierenden Flüssen wird nichtkornorientiertes Elektroband verwendet, das isotrope, d. h. richtungsunabhängige magnetische Eigenschaften besitzt. Durch das Walzen werden allerdings Anisotropien eingebracht, die zu drehwinkelabhängigen magnetischen Eigenschaften führen können. Aus diesem Grund können die einzelnen Bleche bei der Paketierung gegeneinander verdreht werden, um diesen Einflüssen entgegenzuwirken.

Die einzelnen Elektrobleche werden für die industrielle Serienproduktion in der Regel entweder gestanzt (bei Großserienproduktion) oder lasergeschnitten (v.a. bei kleinerer Stückzahl). Drahterodieren und Wasserstrahlschneiden kommen aufgrund ihrer langsamen Prozessgeschwindigkeiten als weitere mögliche Produktionsverfahren nur bei kleinen Stückzahlen in Betracht [Lam14, KN14].

In der Automobilproduktion ist in der Regel Stanzen, ein Scherschneidverfahren, das Fertigungsverfahren der Wahl. Unter hohem Druck wird ein Schneidstempel (die Innenform) in eine Matrize (die passende Öffnung des Werkzeugs) gedrückt. Ein zwischen Stempel und Matrize eingelegtes Elektroblech wird dabei in einem Hub in der Form des Stempels zugeschnitten. Dabei besteht zwischen den beiden Werkzeughälften ein Schneidspalt. Dieser Spalt misst üblicherweise zwischen 2 % und 10 % der Blechdicke [FS12]. Er beeinträchtigt wesentlich Form und Qualität der Schnittkante, die in Abb. 4.5 dargestellt ist.

Die beim Blechschnitt auftretenden Abweichungen beziehen sich in erster Linie auf die geometrischen Abmessungen der geschnittenen Teile. Beispiele solcher Abweichungen sind die Steghöhe, die Zahnbreite oder auch der Radius des Rotorblechs (siehe Abb. 4.1). Eine Ursache ist das Stanzwerkzeug, das aufgrund der begrenzten Genauigkeit technischer Prozesse selbst toleranzbehaftet ist: Konkrete Beispiele sind Abweichungen der Form von Stempel und Matrize, aber auch Unsicherheiten beim Schneidspalt zwischen den beiden Kanten von Stempel und Matrize. Daneben kommt es durch den Stanzprozess zu unvermeidlichem Verschleiß am Werkzeug, was zu langsam veränderlichen Abweichungen über Lebensdauer führt. Diese Veränderungen werden primär im Schneidspalt bemerkbar und haben damit direkte Auswirkungen auf die Schnittkante. So variieren v.a. der Kantenabzug, die Einrisstiefe und die Grathöhe (aus Abb. 4.5) des ausgestanzten Bleches, was die Außenkonturen eines Werkstücks verändert. Die Verschleißgrenze wird üblicherweise nach 2 bis 5 Millionen Hüben erreicht [Lam14]. Das Werkzeug kann dann nachgeschliffen werden und damit die ursprüngliche Form der gestanzten Bauteile wieder hergestellt werden. Die Allgmeintoleranzen für den Stanzprozess folgen dabei der DIN 6930 [DIN11]. Für einen Rotor mit einem Radius zwischen 63 und 160 mm gelten für diesen in der hohen Toleranzklasse beispielsweise maximale Abweichungen von 0,8 mm. Für den Radius des Rotors ist dies jedoch nicht ausreichend, weil die Außengeometrie direkt den Luftspalt zwischen Rotor und Stator beeinflusst. Da dessen Nominalmaße nur im Bereich von ungefähr 1 mm liegen, sind dafür erhöhte Anforderungen an das Stanzen gestellt.

Nicht zuletzt beeinflusst das Stanzen durch die Gratbildung und das Einbringen von Spannungen auch das Material selbst. Dies kann sich nachteilig auf die magnetischen Eigenschaften auswirken [BBB⁺02].

Bei der Fertigung des Blechpakets ist neben dem Ausschneiden der einzelnen Bleche ein weiterer Prozessschritt wichtig: das Stapeln und mechanische Zusammenfügen eines Pakets aus Einzelblechen, das Paketieren. Hierfür kommen in der Großserie hauptsächlich die Verfahren Stanzpaketieren, Schweißen, Verbacken und Kleben in Betracht [Lam14, KN14]. Für eine Optimierung der Wirbelstromverluste ist dabei wichtig, dass die Isolierung der einzelnen Bleche untereinander möglichst unbeeinträchtigt bleibt. Aufgrund der Prozesstoleranzen beim Walzen kann die Soll-Blechdicke von 0,2 bis 0,65 mm nicht exakt eingehalten werden. Daher wird die axiale Länge des gesamten Blechstapels mit der Dicke eines Blechs toleriert. Damit können unabhängig von Abweichungen des einzelnen Blechs so lange Bleche übereinander gestapelt werden, bis der Stapel größer als das Mindestmaß aber noch kleiner als das Höchstmaß ist. Ein Blechpaket besteht somit nicht immer aus gleich vielen Blechen. Es treten Abweichungen der axialen Länge des Motors bis zum Maß einer Blechdicke auf. Bestehen Rotor und Stator aus mehreren Segmenten, so kann diese Toleranz auch pro Segment gegeben sein.

Das Rotorblechpaket der Maschine wird dabei in einem Stück aus dem Elektroblech ausgeschnitten. Die Unsicherheiten des Stanzprozesses beeinflussen somit unmittelbar den Außenradius. Beim Stator gibt es hingegen verschiedene Optionen: In vielen Fällen wird dieser wie der Rotor ebenfalls in einem Stück ausgeschnitten. Der Stator kann aber auch aus Einzelzähnen zusammengesetzt werden, die individuell ausgeschnitten werden. Fertigungstechnisch hat dies den großen Vorteil, dass der Zuschnitt aus einem rechteckigen Elektroblech effizienter erfolgen kann und weniger Verschnitt produziert wird. Außerdem können die Zähne vor dem Zusammenbau einzeln bewickelt werden, was den Wickelprozess vereinfacht und die Wickelköpfe verkleinert. Die im Hauptteil dieser Arbeit betrachteten Maschinen haben solche Einzelzähne.

4.1.4 Wicklung

Die Wicklung der Maschine besteht in der Regel aus Kupferdraht. Diese wird in die Nuten des Stators eingebracht. Je nach Konstruktionsart der Maschine wird die Wicklung unterschiedlich in die Maschine eingebracht. Es wird zwischen Direktbewicklung des Stators bei einem unsegmentierten Stator, Einzelzahnbewicklung oder Polkettenbewicklung bei segmentierten Statorn unterschieden [KN14]. Bei jedem Verfahren kann der einzelne Draht leicht unterschiedlich in der Nut zum Liegen kommen, was minimale Unterschiede für die Flussverkettung und die Verluste von Maschine zu Maschine bewirken kann. Die bei den betrachteten Maschinen verwendete Einzelzahnwicklung ist hier jedoch vergleichsweise stabil.

Einen größeren Effekt können Abweichungen des Drahtdurchmessers bewirken, durch die sich Abweichungen im Widerstand ergeben [OJ07]. Nach der Drehmomentgleichung (2.16) geht der Widerstand nicht in den Zusammenhang zwischen Strom und Drehmoment ein, sodass sich Abweichungen des Widerstands nicht in der Drehmomentgenauigkeit niederschlagen. Durch einen veränderten Widerstand könnte sich lediglich das maximal erreichbare Drehmoment im Feldschwächbereich leicht ändern – hier ist allerdings mit einer vernachlässigbaren Größenordnung zu rechnen. Ein Einfluss ergibt sich hingegen auf die Identifikation von Abweichungen im individuellen System, da der Kurzschlussstrom der E-Maschine vom Wicklungswiderstand abhängt. Allerdings wird in Abschnitt 5.2.3.2 gezeigt, dass auch dieser Einfluss gering ist. Daher werden die produktionsbedingten Abweichungen der Wicklung nicht weiter betrachtet.

4.1.5 Elektromagnetisch passive Teile der Maschine

Unter den elektromagnetisch passiven Teilen werden alle Teile der Maschine zusammengefasst, die keinen relevanten magnetischen Fluss führen (Streufuss ausgenommen). Es wird daher angenommen, dass ihr elektromagnetischen Verhalten für den Betrieb der Maschine irrelevant ist. Sie sind jedoch mechanisch mit den Aktivteilen verbunden, daher können ihre Abweichungen dennoch Auswirkungen auf das elektromagnetische Verhalten haben. Es wird ein kurzer Überblick über diese Teile und ihre Fertigung gegeben.

Für die Welle der Maschine gibt es im Wesentlichen zwei Alternativen zur Herstellung: Kaltumformen als ein Umformprozess und Drehen oder Fräsen als spanende Prozesse. Prinzipiell kann die Welle komplett durch Drehen und Fräsen hergestellt werden, allerdings bieten kaltumgeformte Werkstücke eine höhere Dauerfestigkeit [RDHe14]. Kaltumformen lohnt sich bei hohen Stückzahlen, wie sie in der Automobilindustrie vorkommen. Dabei wird ein Rundstab zugeschnitten und anschließend bei Raumtemperatur in eine Matrize gepresst, sodass die Welle ihre Zielform erhält. Mit dem Kaltumformprozess können komplexere Geometrien nicht dargestellt werden, weshalb das Werkstück in der Regel danach durch Fräsen oder Drehen spanend nachbearbeitet werden muss [KN14]. Wie exakt die Oberfläche bei der spanenden Bearbeitung wird, hängt primär von zwei Faktoren ab: Ein Faktor ist die Positioniergenauigkeit der Werkzeugmaschine, die in der Größenordnung von 13-135 μm liegt [Hei11]. Der zweite Faktor ist der Verschleißzustand des Werkzeugs, der sich über die Standzeit ändert. Für die spanende Bearbeitung gelten die entsprechenden Allgmeintoleranzen der DIN ISO 2768 [DIN91].

In der Regel wird das Rotorblechpaket direkt mit der Welle verbunden. Die Verbindung muss dazu fest genug sein, um die auftretenden Drehmomente übertragen zu können. Dies kann entweder durch eine formschlüssige Verbindung über Passfedern, über eine kraftschlüssige Verbindung oder eine stoffschlüssige Verbindung gewährleistet werden. Wenn nötig, können diese Verbindungsarten auch miteinander kombiniert werden. Die stoffschlüssige Verbindung über Schweißen, Löten oder Kleben wird am seltensten gewählt [KN14]. Häufiger sind formschlüssige Verbindungen über Passfedern, für die in Welle und Blechpaket Nuten eingebracht werden müssen. Um diesen erhöhten Aufwand zu vermeiden, wird oft die Variante einer kraftschlüssigen Verbindung in Form einer Presspassung gewählt. Bei dieser werden die zu fügenden Teile mit einer Übermaßpassung konstruiert, sodass der Außendurchmesser der Welle größer ist als der Innendurchmesser des Blechpakets. Zum Fügen wird nun entweder die Welle abgekühlt (sodass sie sich zusammenzieht), das Blechpaket erhitzt (sodass es sich ausdehnt) oder beides kombiniert. Dadurch können die Teile ineinander geschoben werden. Wenn beide Teile dann wieder dieselbe Temperatur annehmen, zieht sich das Blechpaket zusammen bzw. dehnt sich die Welle aus. Dies führt aufgrund der Übermaßpassung zu einem radialen Druck zwischen den beiden Teilen, sodass sie fest verbunden sind. Dieser Druck muss von den Bauteilen aufgenommen werden und führt so auch zu einem Aufweiten des Rotoraußendurchmessers. Die produktionsbedingten Abweichungen des Rotoraußendurchmessers hängen also nicht allein am Stanzen der Außenkonturen. Auch die Innenkonturen sowie die Maßhaltigkeit der Welle haben einen Einfluss.

Bei den in dieser Arbeit verwendeten Maschinen ist das Rotorblechpaket nicht direkt mit der Welle verbunden. Zwischen den beiden Teilen kommt ein Rotorträger zum Einsatz. Auch dieser wird zunächst kaltumgeformt (geschmiedet bzw. tiefgezogen) und anschließend zur finalen Formgebung spanend nachbearbeitet. Bei diesem Aufbau geht der Einfluss der Wellengeometrie zurück, dafür spielen entsprechend die Abweichungen des Rotorträgers eine Rolle.

Das Gehäuse einer Maschine ist in der Regel ein Metallgussteil, das mittels Sandguss, Schleuderguss, Strangpressen oder Druckguss hergestellt wird [KN14]. Da die Maßhaltigkeit beim Druckguss und die Oberflächengüte nicht ausreichend sind, wird das Werkstück nach dem Gießen mit spanenden Werkzeugen feinbearbeitet (wiederum gilt für Allgmeintoleranzen

DIN ISO 2768 [DIN91]). Dabei wird die Innenkontur nachgefräst, um eine möglichst exakte Oberfläche zu erreichen. In vielen Fällen wird das fertig gewickelte Statorblechpaket direkt in das Gehäuse eingebaut. Das Statorblechpaket muss so mit dem Gehäuse verbunden werden, dass sich die beiden Teile unter Einfluss des Drehmomentes der Maschine nicht gegeneinander verdrehen. Hier bieten sich prinzipiell dieselben Optionen wie bei der Verbindung von Welle und Rotorblechpaket, z. B. Schrauben, Kleben oder oben beschriebene Presspassung [KN14]. Entsprechend kann auch hier die Toleranz der Gehäusegeometrie dazu führen, dass sich beim Statorinnendurchmesser Abweichungen ergeben.

Bei der in dieser Arbeit verwendeten Maschine ist dies jedoch nicht der Fall: Die bewickelten Einzelzähne werden in einen Statorträger eingebracht, der dann wiederum in das Gehäuse geschraubt wird. Auch hier ist der letzte und für die Maßhaltigkeit wesentliche Bearbeitungsschritt spannend.

4.1.6 Endmontage der Komponenten

Im letzten Schritt muss der Rotor mit Welle in das Gehäuse mit Stator eingebaut werden. Das Gehäuse besteht neben einem zylindrischen Teil aus zwei Lagerschilden, die dessen Abschluss bilden und in ihrer Mitte einen Lagersitz haben. Über diesen wird die Welle und damit der Rotor zentrisch im Stator gehalten. Konstruktiv ergibt sich zwischen Rotor und Stator ein Luftspalt, über den magnetische Feldlinien zwischen Stator und Rotor verlaufen. Die Abmessung des Luftspalts der betrachteten Maschinen liegt im Bereich von 1 mm.

In diesem Luftspalt treffen sich die Auswirkungen aller Produktionsschritte, die eine Abweichung von Statorinnen- und Rotoraußendurchmesser bewirken. Dazu zählen die Maßabweichungen von Statorblechpaket (bzw. Einzelzähne) und Rotorblechpaket genauso wie die von Gehäuse, Welle und ggf. Stator- und Rotorträger. Alle möglichen Abweichungen unter Berücksichtigung der Spannungszustände in der Maschine zu berechnen ist damit nicht trivial. Dazu kommt, dass eine Abschätzung des „schlimmsten Falls“ für alle Bauteile nicht zielführend ist, da diese Kombination statistisch unwahrscheinlich ist. Mithilfe von [BNH16], worin auch die in der vorliegenden Arbeit betrachteten Maschinen untersucht werden, wird die maximale Luftspaltabweichung mit 20–30 % im Bezug auf das Nominalmaß abgeschätzt. Das entspricht ungefähr einer Abweichung von 0,2–0,3 mm.

Die Diskussion von Fertigungstechniken und Materialien zeigt auf, welche Toleranzen für die verschiedenen Maschinenteile üblicherweise vorgegeben werden. Wie in Abschnitt 2.4 erläutert, definieren die genannten Toleranzen allerdings lediglich jeweils die maximal zulässigen individuellen Abweichungen. Bei einem Großteil der gefertigten Maschinen werden diese deutlich kleiner sein. Trotzdem gilt: Auch wenn dies unwahrscheinlich ist, kann – insbesondere bei großen Stückzahlen – eine individuelle Maschine direkt an einer Toleranzgrenze produziert werden – mit entsprechenden Folgen für das Gesamtsystem. Auch für die Entwicklung von Kompensationsstrategien ist es hilfreich, Abweichungen an der Toleranzgrenze zu untersuchen. Daher werden diese Extremfälle im Folgenden mithilfe einer Sensitivitätsanalyse betrachtet.

4.2 Stand der Technik

Bei der Untersuchung der Auswirkungen produktionsbedingter Abweichungen gibt es im wesentlichen zwei Schwerpunkte, deren Unterschied sich am Verlauf des Drehmomentes über eine elektrische Umdrehung festmachen lässt: Einerseits wird das stationäre Drehmoment untersucht, die Abweichung zwischen Soll- und Istwert. Andererseits wird der dynamische Drehmomentverlauf untersucht und damit die periodischen Änderungen des Drehmoments über eine elektrische Umdrehung.

Letzteres meint die Rückwirkung von produktionsbedingten Abweichungen in der Maschine auf die Harmonischen von Drehmoment und induzierter Spannung sowie auf die Rastdrehmomente. Im Fokus stehen Kräfte, die Pendeldrehmomente in der Maschine hervorrufen. Da diese zu Geräuschabstrahlung führen können, ist ein wichtiges Ziel ihrer Betrachtungen das Verständnis und die Optimierung des akustischen Verhaltens des elektrischen Antriebs [SFH15]. Ein wesentlicher Einflussfaktor ist die Auswirkung von unterschiedlich starker Magnetisierung oder unterschiedlichen Abmessungen der Magnete, die in einer Maschine verbaut sind [CMH12, Gra08, SSBPCB13]. Auch die Positionierung der einzelnen Magnete ist von Relevanz [HT11]: Durch die ungleichmäßige Flussverteilung entlang des Rotorumfangs ergeben sich deutliche Rückwirkungen auf die Rastdrehmomente. Kritisch sind all die Größen, die entlang des Rotorumfangs Assymetrien der Magnetfelder verursachen. Dazu zählen auch Abweichungen der Lage, wie beispielsweise eine Rotor-Exzentrizität. Diese wird als wichtige Einflussgröße hinsichtlich des Rastdrehmomentes beurteilt [KVB14, Gra08, Coe14]. Neben der Untersuchung der Ursachen ist immer auch die Entwicklung von Strategien zur Reduktion des negativen Einflusses im Fokus. Dabei werden sowohl konstruktive Maßnahmen, also die Anpassung des Maschinendesigns [NMM14], als auch produktionstechnische Maßnahmen vorgeschlagen, beispielsweise eine Vorsortierung der Magnete [KHIK12].

Der zweite Schwerpunkt ist die Rückwirkung von produktionsbedingten Abweichungen auf die stationäre Drehmomentgenauigkeit, der Fokus der vorliegenden Arbeit. Wichtig ist dabei, dass diesen Effekten andere Ursachen zugrunde liegen als den Auswirkungen auf die Pendel- und Rastdrehmomente. Dies wird in [Off15] anhand des Rastdrehmomentes untersucht. Dabei werden die Unterschiede der Auswirkungen von einer gleichmäßigen gegenüber einer über dem Umfang verteilten Magnetisierungsabweichung deutlich. Daraus kann jedoch allenfalls ein Hinweis auf signifikanten Ursachen für stationäre Drehmomentfehler entnommen werden.

Zur Analyse der Auswirkungen produktionsbedingter Abweichungen auf stationäre Drehmomentfehler ist die Literatur begrenzt. Allerdings werden ähnliche Analysen im Zuge der Auslegung einer Maschine durchgeführt. Derartige Untersuchungen können durchaus für die Sensitivitätsanalyse herangezogen werden. Ein Beispiel ist [PC08], worin der Einfluss von sechs unterschiedlichen Parametern auf das maximale Drehmoment untersucht wird. Als Haupteinflussfaktoren werden hierbei die Magnetabmessungen und axiale Länge der Maschine identifiziert, aber auch der Luftspalt der Maschine wird als wichtig befunden. Beim Transfer von Arbeiten zur Auslegung von Maschinen auf die Untersuchung der Toleranzen müssen jedoch die Unterschiede zwischen beiden Ansätzen berücksichtigt werden: Die Randbedin-

gungen unterscheiden sich wesentlich. Bei der Auslegung können einzelne Größen relativ stark variiert werden, um den Einfluss der Variation darzustellen. Beispielsweise könnte eine Variation der Länge der Statorzähne einen signifikanten Einfluss auf Drehmoment und Leistung haben. Damit wäre die Länge des Statorzahns eine wichtige Größe bei der Optimierung der Maschine. Bei der Toleranzbetrachtung hingegen sind feste maximale Abweichungen von einem Normmaß definiert, die letztlich durch die Genauigkeit der Fertigung für das Bauteil vorgegeben ist. Für die Länge der Statorzähne aus dem Beispiel gilt, dass diese als Stanzteil nur geringe produktionsbedingte Abweichungen aufweisen. Innerhalb dieses Toleranzfensters ist dabei die Auswirkung auf das Drehmoment gering und die Größe für die Sensitivitätsanalyse zu Produktionseinflüssen unwesentlich.

Die folgenden Quellen beschäftigen sich dediziert mit Toleranzen und Produktionsabweichungen [BFCRS12, BNH16, TRIZ17, Gra08, EE16, WGQW13, KHH02]. Auffällig ist, dass auch hier der Einfluss der Permanentmagnete als dominant befunden wird. Eine Reihe von Veröffentlichungen beschäftigen sich mit den Auswirkungen einzelner Einflussfaktoren. In [BFCRS12] werden für eine SPMSM Abweichungen des Statorwiderstands, der Induktivität L_q und des Permanentmagnets betrachtet. Eine messtechnische Untersuchung produktionsbedingter Auswirkungen auf die Luftspalt-Flussdichte wird in [EE16] an einer IPMSM mit Speichen-Anordnung der Magnete zur Flusskonzentration (spoke-type PM machine) durchgeführt. Dabei werden mehrere Pole innerhalb einer Maschine untereinander verglichen. Untersucht werden die Einflüsse von Luftspalt, Magnethöhe und Remanenzflussdichte auf die resultierende Flussdichte im Luftspalt, wobei diese Flussdichte messtechnisch durch einen Hallsensor erfasst wird. Auch der Autor aus [WGQW13] beurteilt anhand von Untersuchungen einer SPMSM den Einfluss des Magneten, sowohl bezüglich seiner geometrischen Abmessungen als auch hinsichtlich der Materialparameter als wesentlich. Eine Exzentrizität des Rotors hingegen wird als nicht relevant für die Genauigkeit des stationären Drehmoments eingestuft. Zu diesem Schluss kommt auch [Gra08]: Gleichwohl eine Exzentrizität das Rastdrehmoment stark beeinflusst, ist die Rückwirkung auf das statische Drehmoment nicht messbar.

In [KHH02] werden geometrische Abweichungen betrachtet, wie sie z. B. durch Stanzeinflüsse entstehen können. Es werden neun geometrische Parameter mittels Finite-Elemente-Analyse (FEA) untersucht und aus diesen der Luftspalt als die mit Abstand wichtigste geometrische Größe identifiziert. In [TRIZ17] werden mit einer FEA-Regressionsanalyse insgesamt 13 verschiedene Einflussparameter an einer IPMSM mit Speichen-Anordnung der Magnete untersucht. Als wichtigste Größe werden dabei der Luftspalt direkt gefolgt von der Remanenzflussdichte der Magnete ermittelt.

In [BNH16] werden ebenfalls umfangreiche Untersuchungen mittels FEA zu verschiedenen Einflüssen durchgeführt. Die aufgeführten Ergebnisse lassen sich besonders gut auf die vorliegende Arbeit übertragen, da die Simulationen in dem Paper mit denselben Maschinen durchgeführt werden. Zunächst wird der Einfluss untersucht, den Abweichungen der einzelnen Parameter um $\pm 5\%$ haben. Betrachtet werden dabei drei signifikante Punkte im Betriebsbereich der Maschine, deren Drehmomente und Leistungen verglichen werden. Im zweiten Schritt werden die tatsächlichen Toleranzbänder zugrunde gelegt. Dabei zeigt sich, dass unter Annahme realistischer Abweichungen als wesentlicher Parameter vor allem der Permanent-

magnet bleibt. Dies gilt insbesondere vor dem Hintergrund, dass die Remanenzflussdichte je nach Angabe im Bereich $\pm 4,5\%$ [VAC14], $\pm 5\%$ [OHT⁺15] oder $\pm 7\%$ [Bec00] liegen kann. Die geometrischen Abmessungen des Blechs sind hingegen so eng toleriert, dass ihr Einfluss vernachlässigbar bleibt. Ausgenommen davon ist der Luftspalt der Maschine – dieser erweist sich trotzdem als signifikant. Das lässt sich darauf zurückführen, dass sich dieser erst im Zusammenbau ergibt und Abweichungen von Rotor und Stator beinhaltet.

Aus [BNH16] lassen sich außerdem Aussagen über mehrdimensionale Abweichungen ableiten – zum Beispiel für eine gleichzeitige Abweichung von Remanenzflussdichte und Luftspalt. In einer FEA-Simulation werden beide Größen gemeinsam variiert und dieses Ergebnis mit einer linearen Addition der beiden Einzeleffekte verglichen. Im Ergebnis zeigt sich, dass der Fehler, der bei einer Einzelbetrachtung und nachträglichen Addition gemacht wird, relativ klein ist. Damit ist bei kleinen Auslenkungen um den Nominalwert eine lineare Addition der verschiedenen Effekte und ihrer Auswirkungen gemäß der Theorie der Fehlerfortpflanzung aus Abschnitt 2.4.2 auf Leistung und Drehmoment zulässig.

Alle angeführten Literaturquellen untersuchen in ihrer Analyse bezüglich Drehmomentgenauigkeit jeweils nur einzelne Arbeitspunkte. Damit sind quantitative Aussagen beispielsweise zum maximal erreichbaren Drehmoment möglich und diverse Einflussfaktoren können diesbezüglich zueinander ins Verhältnis gesetzt werden. Für die Untersuchung mithilfe von Simulationen hat dies den Vorteil, dass beispielsweise mit einer FEA-Software jeweils nur diese Arbeitspunkte berechnet werden müssen. Damit können mit vertretbarem Aufwand beispielsweise für statistische Betrachtungen auch eine hohe Zahl verschiedener Kombinationen von Abweichungen dargestellt werden (z. B. in [KHH02, OJ07]). Diese statistische Betrachtung lässt die Abschätzung zu, mit welcher Wahrscheinlichkeit durch das Zusammenwirken verschiedener Einflussfaktoren eine unzulässig große Abweichung im Drehmoment entsteht. Gleichzeitig hat der Ansatz den entscheidenden Nachteil, dass aus einigen wenigen Arbeitspunkten auf das generelle Verhalten der Maschinen geschlossen wird. Für eine Entwicklung von Kompensationsverfahren sind diese Kenntnisse unzureichend.

Daher erweitert die vorliegende Arbeit den Stand der Technik an dieser Stelle, indem jeweils der gesamte Arbeitsbereich der Maschine beleuchtet wird. Dabei werden auch die Sättigungseinflüsse hochausgenutzter IPMSM mit berücksichtigt. Der Literatur folgend soll dabei das Hauptaugenmerk auf der Remanenzflussdichte und dem Luftspalt liegen, weitere Effekte werden aber ebenfalls diskutiert. Die numerischen Betrachtungen mittels FEA werden dabei gestützt durch Messungen an Grenzmuster-Maschinen, die als Sonderaufbauten gezielt am Rand des jeweiligen Toleranzbandes liegen. Derartige Untersuchungen sind aus der Literatur ebenfalls nicht bekannt.

4.3 Analytische Sensitivitätsanalyse

Da das Drehmoment einer Maschine über die Drehmomentgleichung (2.16) und daraus die Leistung über (2.2) ermittelt werden kann, stehen im Vordergrund der Untersuchung die verketteten Flüsse der Maschine. Für eine erste Untersuchung sollen die beiden Magnetkreise

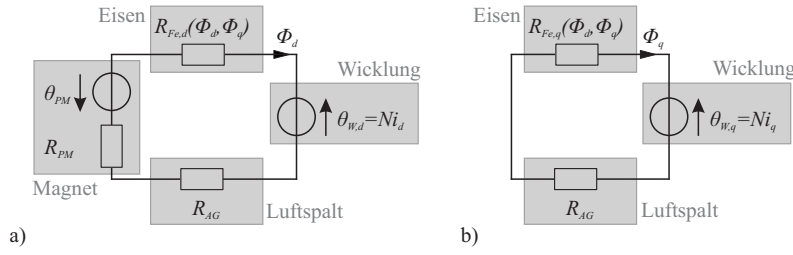


Abb. 4.6: Einfaches magnetisches Ersatzschaltbild in den feldorientierten Koordinaten: a) in d - und b) in q -Richtung

in d - und q -Richtung mit jeweils einem einfachen magnetischen Ersatzschaltbild angenähert werden (Abb. 4.6). Die verketteten Flüsse in den feldorientierten Koordinaten sind darin repräsentiert über die Windungszahl N und die Flüsse ϕ_d und ϕ_q :

$$\psi_d = N\phi_d = L_d i_d + \psi_{PM} \quad (4.8)$$

$$\psi_q = N\phi_q = L_q i_q. \quad (4.9)$$

Vor dem Hintergrund dieses Zusammenhangs werden die folgenden Gleichungen auf den Flüssen ϕ_d und ϕ_q basierend aufgestellt. Die Induktivitäten und der Permanentmagnetfluss lassen sich zu

$$L_d = \frac{N^2}{R_{PM} + R_{AG} + R_{Fe,d}(\phi_d, \phi_q)} \quad (4.10)$$

$$L_q = \frac{N^2}{R_{AG} + R_{Fe,q}(\phi_d, \phi_q)} \quad (4.11)$$

$$\psi_{PM} = \frac{N\theta_{PM}}{R_{PM} + R_{AG} + R_{Fe,d}(\phi_d, \phi_q)} \quad (4.12)$$

bestimmen. Das Verhältnis der Induktivitäten wird später noch wichtig, es ergibt sich (mit Näherung für $R_{Fe} \ll R_{AG}$) zu

$$\frac{L_q}{L_d} = \frac{R_{PM} + R_{AG} + R_{Fe,d}(\phi_d, \phi_q)}{R_{AG} + R_{Fe,q}(\phi_d, \phi_q)} \approx \frac{R_{PM} + R_{AG}}{R_{AG}} = 1 + \frac{R_{PM}}{R_{AG}}. \quad (4.13)$$

Der Magnetkreis in Abb. 4.6 für die d -Richtung besteht dabei aus der Durchflutung $\theta_{W,d}$ der Wicklung, der Durchflutung des Permanentmagneten θ_{PM} , sowie den magnetischen Widerständen des Magneten R_{PM} , des Luftspaltes R_{AG} und des Eisens $R_{Fe}(\phi_d, \phi_q)$. Die Widerstände berechnen sich aus den geometrischen Abmessungen des betreffenden Bauteils. So gilt für den Luftspalt:

$$R_{AG} = \frac{\delta}{\mu_0 \mu_r A}. \quad (4.14)$$

Darin berücksichtigt werden die Länge (in diesem Fall die Luftspaltlänge δ) und die Fläche des für diesen Pol aktiven Teils des Luftspaltes A , sowie die Permeabilität des Materials (im Falle des Luftspaltes gilt $\mu_r = 1$ für Luft). Der Widerstand des Eisens unterliegt der Sättigung, weshalb er in Abhängigkeit von den Flüssen in d - und q -Richtung notiert ist. Der Magnetkreis in q -

Richtung ist ähnlich, dort fehlt nur der Einfluss des Magneten mit seiner Durchflutung und seinem magnetischen Widerstand.

Über das magnetische Ersatzschaltbild aus Abb. 4.6 kann der Fluss wie folgt ausgedrückt werden:

$$\phi_d = \frac{\theta_{W,d} + \theta_{PM}}{R_{PM} + R_{AG} + R_{Fe,d}(\phi_d, \phi_q)} = \frac{Ni_d + \theta_{PM}}{R_{PM} + R_{AG} + R_{Fe,d}(\phi_d, \phi_q)} \quad (4.15)$$

$$\phi_q = \frac{\theta_{W,q}}{R_{AG} + R_{Fe,q}(\phi_d, \phi_q)} = \frac{Ni_q}{R_{AG} + R_{Fe,q}(\phi_d, \phi_q)}. \quad (4.16)$$

4.3.1 Abweichung des Permanentmagnetflusses

Zur Untersuchung der Auswirkungen von Abweichungen des Permanentmagnetflusses muss diese im Ersatzschaltbild modelliert werden. Eine Abweichung in der Magnetisierung in einer individuellen Maschine kann dazu über die Durchflutung

$$\theta_{PM,ind} = \theta_{PM,ref} + \Delta\theta_{PM} \quad (4.17)$$

dargestellt werden. Wie im Ersatzschaltbild ersichtlich, ist primär der magnetische Kreis in d -Richtung betroffen. Wird in (4.15) für die Durchflutung θ_{PM} der Wert für die individuelle Maschine mit Abweichungen aus (4.17) eingesetzt, so ergibt sich

$$\phi_d(\Delta\theta_{PM}) = \frac{Ni_d + (\theta_{PM,ref} + \Delta\theta_{PM})}{R_{PM} + R_{AG} + R_{Fe,d}(\phi_d, \phi_q)}. \quad (4.18)$$

Der Ansatz zur Untersuchung der Zusammenhänge ist nun, die Flüsse ϕ_d und ϕ_q trotz Abweichungen im Permanentmagneten gleich zu halten. Bei unveränderter Geometrie bleibt der Nenner von (4.15) unverändert. Bei Betrachtung des Zählers von (4.15) in (4.19) fällt auf, dass die Abweichung des Permanentmagneten $\Delta\theta_{PM}$ durch den i_d -Strom ausgeglichen werden kann, sodass letztlich der Fluss ϕ_d konstant gehalten werden kann. Der dafür benötigte Strom Δi_d ist in (4.20) angegeben.

$$\phi_d = f(Ni_d + \theta_{PM}) = f(N(i_d + \Delta i_d) + (\theta_{PM} + \Delta\theta_{PM})) \quad (4.19)$$

$$\Delta i_d = -\frac{\Delta\theta_{PM}}{N} \quad (4.20)$$

Dieser Zusammenhang bedeutet, dass derselbe Fluss ϕ_d bei einem um Δi_d entlang der d -Achse verschobenen Strom in der Maschine vorherrscht. Der Fluss ϕ_q hängt über die Kreuzsättigung (siehe Abschnitt 2.2.2), repräsentiert durch die Abhängigkeit von $R_{Fe,q}(\phi_d, \phi_q)$, mit dem verschobenen ϕ_d zusammen. Ansonsten hängt (4.16) nicht von i_d ab, sodass sich für ϕ_q dieselbe Verschiebung ergibt. Diese Argumentation lässt sich auf L_d , L_q und ψ_{PM} nach (4.10)-(4.12) übertragen.

An dieser Stelle soll der charakteristische Null-Fluss-Punkt mit dem Strom i_0 aus Kapitel 2 nochmals aufgegriffen werden. Um ihn zu berechnen, können (4.15) und (4.16) zu null gesetzt werden:

$$\phi = \phi_d = \phi_q = 0. \quad (4.21)$$

Dazu müssen die Durchflutungen der einzelnen Richtungen, also die Zähler von (4.15) und (4.16), gleich null sein:

$$\theta_{W,d} + \theta_{PM} = 0 \quad (4.22)$$

$$\theta_{W,q} = 0. \quad (4.23)$$

Dies ist für folgende Komponenten von i_0 erfüllt:

$$i_{d,0} = -\frac{\theta_{PM}}{N} \quad (4.24)$$

$$i_{q,0} = 0. \quad (4.25)$$

Mithilfe von (4.10) und (4.12) kann (4.24) auch in Abhängigkeit von L_d und ψ_{PM} geschrieben werden:

$$i_{d,0} = -\frac{\psi_{PM}}{L_d}. \quad (4.26)$$

Der Betrag des Stromes an diesem Null-Fluss-Arbeitspunkt berechnet sich aus seinen Komponenten zu $i_0 = \sqrt{i_{d,0}^2 + i_{q,0}^2}$. Mögliche Abweichungen des Permanentmagnetflusses wirken sich an diesem ebenso aus wie an jedem anderen Arbeitspunkt: Auch i_0 ist entlang der d -Achse verschoben. Dies ist im weiteren Verlauf noch wichtig.

4.3.2 Abweichungen des Luftspaltes

Produktionsbedingte Abweichungen des Luftspaltes können ebenfalls anhand der Ersatzschaltbilder aus Abb. 4.6 beschrieben werden. Eine Änderung des Luftspaltes wird modelliert durch eine Änderung des magnetischen Widerstandes R_{AG} . Ist der Luftspalt einer Maschine um den Faktor c_{AG} reduziert, so wird dessen magnetischer Widerstand $R_{AG,ind}$ um eben diesen Faktor proportional kleiner ausfallen:

$$R_{AG,ind} = c_{AG} R_{AG} = \frac{c_{AG} \delta}{\mu_0 \mu_r A}. \quad (4.27)$$

Zunächst soll der Null-Fluss-Punkt i_0 fokussiert werden. Betrachtet man (4.24) und (4.25) hinsichtlich ihrer Sensitivität auf Änderungen der magnetischen Widerstände, so stellt man fest, dass die Widerstände nicht in die Gleichung eingehen. Werden die Permanentmagnete nicht verändert, so bleiben (4.22) und (4.23) unverändert. Der Punkt i_0 erfährt bei einer Abweichung der Luftspaltlänge keine Änderung.

Der Effekt kann folglich nicht wie oben pauschal durch eine Verschiebung erfasst werden. Trotzdem weichen die Flüsse bei verändertem Luftspalt von den der Referenz ab. Ist R_{AG} – der im Nenner von (4.15) und (4.16) steht – kleiner als bei der Referenz, so werden die Flüsse

gegenüber der Referenz größer sein. Je größer der Abstand eines gewählten Strompunktes zum Punkt i_0 ist, desto größer ist die resultierende Durchflutung $\theta_{W,d} + \theta_{PM}$ respektive $\theta_{W,q}$ und desto größer wird die Abweichung der Flüsse. Dieser Zusammenhang ist in (4.28) und (4.29) durch die Quotienten c_d und c_q aus den Flüssen der Referenzmaschine ϕ_{ref} und den Flüssen in der individuellen Maschine $\phi_{d,ind}$ mit dem veränderten Luftspalt-Widerstand $R_{AG,ind}$ nach (4.15) und (4.16) formelmäßig beschrieben. Die Gleichungen gelten unter der Annahme, dass $R_{Fe} \ll R_{AG}$ gilt und R_{Fe} vernachlässigt werden kann. Außerhalb der Sättigung und damit im Bereich um i_0 kann dies angenommen werden.

$$c_d = \frac{\phi_{d,ref}}{\phi_{d,ind}} = \frac{\psi_{d,ref}}{\psi_{d,ind}} \approx \frac{R_{PM} + c_{AG}R_{AG}}{R_{PM} + R_{AG}} = \frac{\frac{R_{PM}}{R_{AG}} + c_{AG}}{\frac{R_{PM}}{R_{AG}} + 1} \quad (4.28)$$

$$c_q = \frac{\phi_{q,ref}}{\phi_{q,ind}} = \frac{\psi_{q,ref}}{\psi_{q,ind}} \approx \frac{c_{AG}R_{AG}}{R_{AG}} = c_{AG}. \quad (4.29)$$

Es wird sichtbar, dass die Änderung von R_{AG} beide Flüsse verändert. Während ϕ_q invers proportional zu c_{AG} ist, hängt ϕ_d zusätzlich von unveränderten R_{PM} ab.

Betrachtet man den Einfluss auf die Induktivitäten L_d in 4.10 und L_q in 4.11, so steht hier der magnetische Widerstand des Luftspaltes im Nenner, was im Gegensatz zur Abweichung des Permanentmagneten zu einer Variation der Induktivitätswerte führt.

Die hergeleiteten Formeln lassen sich auch kombinieren, um Luftspalt- und Permanentmagnetabweichungen gemeinsam zu untersuchen. Auch können die magnetischen Ersatzschaltbilder in Abb. 4.6 beliebig detailliert ausgeführt und berechnet werden. Letztlich ist es jedoch schwierig, ein genaues Bild zu zeichnen, das alle Effekte inklusive Sättigungen berücksichtigt.

4.4 Sensitivitätsanalyse mittels Finite-Elemente-Analyse

Daher sollen die Untersuchungen im Weiteren mit FEA durchgeführt werden, die die Zusammenhänge in der Maschine genauer abbildet. Für eine systematische Untersuchung der produktionsbedingten Abweichungen in Drehmoment und Leistung einer elektrischen Maschine sollen Maschinen an den Toleranzgrenzen untersucht werden und der Unterschied zu einer als Referenz dienenden Maschine ermittelt werden. Beim Aufbau der Tool-Kette für die FEA-Berechnungen hat Matthias Leinfelder im Rahmen seines Praktikums unterstützt. Die zu untersuchende Maschine wird dabei auf Basis ihrer nominellen Parameter in FEA modelliert. Es werden Simulationen für eine repräsentative Anzahl verschiedener i_d/i_q -Kombinationen durchgeführt, die unterschiedliche Arbeitspunkte darstellen (analog der messtechnischen Charakterisierung aus Abschnitt 2.2.4). Die zugrundeliegende Drehzahl wird bei allen Simulationen konstant gehalten. Als Simulationsergebnisse werden primär die verketteten Flüsse in d - und q -Richtung $\psi_{d,ref}$ und $\psi_{q,ref}$ und das Drehmoment M_{ref} ausgewertet. Diese mit den nominellen Parametern ermittelten Größen der Referenzmaschine (Index „ref“) sind in Abhängigkeit von i_d und i_q in Abb. 4.7 als Kennfelder $\psi_{d,ref}(i_d, i_q)$, $\psi_{q,ref}(i_d, i_q)$ und $M_{ref}(i_d, i_q)$ dargestellt.

Die Simulationen werden mit einem Modell der E-Maschinen-Generation EM02 durchgeführt. Für das FEA-Modell werden gegenüber der realen Maschine einige Vereinfachungen getroffen, die die Komplexität und so die Rechenzeit reduzieren. So wird beispielsweise eine bei der realen Maschine existierende Rotorschrägung vernachlässigt. Damit sind die Ergebnisse aus FEA mit den Messungen quantitativ nur noch bedingt vergleichbar, die qualitative Vergleichbarkeit bleibt jedoch unbenommen.

In diesem Kapitel werden die Einflussgrößen Permanentmagnetfluss und Luftspalt als die beiden wesentlichen Größen fokussiert. Weiterführende Betrachtungen zu anderen Größen finden sich in Anhang A. Darin werden einige weitere Größen sowie andere Maschinenarten betrachtet.

4.4.1 Abweichung des Permanentmagnetflusses

Um produktionsbedingte Abweichungen zu untersuchen, können die Parameter des FEA-Modells innerhalb des Toleranzfensters variiert werden. Für die Untersuchung der Auswirkungen einer abweichenden Remanenzflussdichte B_r wird diese um 5 % gegenüber ihrem nominellen Wert erhöht. Mit dieser Änderung ergeben sich bei einer erneuten Simulation die ebenfalls in Abb. 4.7 aufgetragenen verketteten Flüsse $\psi_{d,ind}(i_d, i_q)$ und $\psi_{q,ind}(i_d, i_q)$, sowie das Drehmoment $M_{ind}(i_d, i_q)$ einer individuellen Maschine (Index „ind“) mit Abweichungen.

Die Abb. 4.7a und b zeigen die verketteten Flüsse in d - und q -Richtung für die beiden unterschiedlichen Maschinen, Abb. 4.7d den zugehörigen Absolutbetrag. In allen drei Darstellungen der Isolinien konstanten Flusses ist die prognostizierte Verschiebung um Δi_d entlang der d -Achse als Hauptunterschied zwischen den Kennfeldern erkennbar. Noch deutlicher wird der Effekt in Abb. 4.7c. Hier ist der verkettete Fluss $\psi_d(i_d)$ als zweidimensionale Kennlinie nur in Abhängigkeit von i_d aufgetragen. Dies entspricht dem Verlauf von $\psi_{d,ind}(i_d, i_q = 0)$ in Abb. 4.7a. Da

$$\psi_{q,ind}(i_d, i_q = 0) = 0 \quad (4.30)$$

gilt, ist dies gleichzeitig der Verlauf von $\psi_{ind}(i_d, i_q)$ in Abb. 4.7d entlang der d -Achse. Man erkennt klar die Verschiebung der Kennlinie entlang der d -Achse um Δi_d , wie auch mit dem Ersatzschaltbild in (4.20) berechnet.

Die Steigung der Kennlinie erscheint gleich. Bei genauer Betrachtung fällt auf, dass dies jedoch nur näherungsweise gilt: Eine leichte zusätzliche Deformation der Flusskennfelder ist sichtbar, die nicht durch das Ersatzschaltbild in Abb. 4.6 erklärt werden kann. Grund hierfür ist die starke Vereinfachung desselben – es stellt die komplexen Zusammenhänge in der Maschine nur unzureichend dar. Beispielsweise wirkt der vom i_d -Strom eingepreßte Fluss zwar auf dem Haupt-Flusspfad dem des Permanentmagneten entgegen – durch ein stärkeres Gegenfeld kann eine Maschine mit stärkerem Magneten in den Arbeitspunkt einer schwächeren Maschine gebracht werden. Sowohl die Permanentmagnete als auch die Ströme verursachen jedoch Streuflüsse, die in diesem Fall größer werden und das magnetische Verhalten beeinflussen.

Das sich in den simulierten Maschinen einstellende Drehmoment M_{ref} und M_{ind} wird über (2.16) ermittelt. Für die Betrachtung der Drehmoment-Genauigkeit wird der absolute Drehmomentfehler

$$\Delta M(i_d, i_q) = M_{ind}(i_d, i_q) - M_{ref}(i_d, i_q) \quad (4.31)$$

gemäß (2.27) zwischen den beiden gebildet. Im Maximum ist hierbei eine Abweichung des Drehmoments um $\Delta M/M_{max} = 4\%$ zu erkennen¹.

Wichtig ist hier die Erkenntnis, dass die Drehmoment-Isolinien dabei nicht einfach nur um Δi_d verschoben sind. Die aufgezeigten und für die verketteten Flüsse gültigen einfachen Zusammenhänge gelten nicht für das Drehmoment, da die beiden Größen über (2.16) nichtlinear zusammenhängen.

4.4.2 Abweichungen des Luftspaltes

Auch der Effekt einer Abweichung des Luftspaltes soll mittels FEA untersucht werden. Dazu wird im FEA-Modell der Außendurchmesser des Rotors minimal vergrößert, wodurch der Luftspalt zwischen Rotor und Stator reduziert wird. Der Luftspalt wird zur Untersuchung mit dem Faktor $c_{AG} = 0,7$ um 30% gegenüber dem Referenzwert verringert. Mit diesen geometrischen Änderungen am Modell werden die Simulationen wiederholt und für die Luftspaltabweichung die Beziehungen $\psi_{d,ind}(i_d, i_q)$, $\psi_{q,ind}(i_d, i_q)$ und $M_{ind}(i_d, i_q)$ ermittelt. Diese sind in Abb. 4.8 im Vergleich mit der Referenzmaschine dargestellt.

Auffällig ist, dass sich die Fluss-Isolinien der beiden dargestellten Maschinen in diesem Fall am Null-Fluss-Punkt nahe sind. Laut analytischer Herleitung sollte der Punkt absolut kongruent sein, die kleine Abweichung lässt sich durch Differenzen zwischen vereinfachtem Ersatzschaltbild in Abb. 4.6 und der höheren Komplexität des FEA-Modells begründen. Schön erkennbar ist jedoch der oben hergeleitete Zusammenhang, nach dem mit zunehmendem Abstand vom Null-Fluss-Punkt die Abweichung zwischen den beiden Maschinen immer größer wird. In den Kennfeldern des verketteten Flusses in Abb. 4.8a-d ist dies als ein Skalier-Effekt in d - und in q -Richtung erkennbar. Klar ablesen lässt sich der Effekt in Abb. 4.8c, hier ist, analog zu oben, der verkettete Fluss $\psi_d(i_d, i_q)$ auf der d -Achse aufgetragen. Dies entspricht wieder dem Verlauf von $\psi_{d,ind}(i_d, 0)$ in Abb. 4.8a bzw. $\psi_{ind}(i_d, 0)$ in Abb. 4.8d entlang der d -Achse. In diesem Fall ist hier zwar ebenfalls eine leichte Verschiebung der Kennlinie entlang der d -Achse sichtbar, der signifikante Effekt ist aber die Änderung der Steigung.

In Abb. 4.8e und f ist der resultierende Drehmomentfehler verzeichnet. Für die Luftspaltabweichung von 30% ergibt sich dabei ein signifikanter maximaler Drehmomentfehler von über 6% bezogen auf das Maximaldrehmoment. Ein verkleinerter Luftspalt bewirkt dabei ein erhöhtes Drehmoment.

¹Die Zahlenangaben in der vorliegenden Arbeit sind auf den entsprechenden Maximalwert normiert und in Prozent angegeben. Es handelt sich dabei trotzdem um absolute Abweichungen bzw. absolute Fehler.

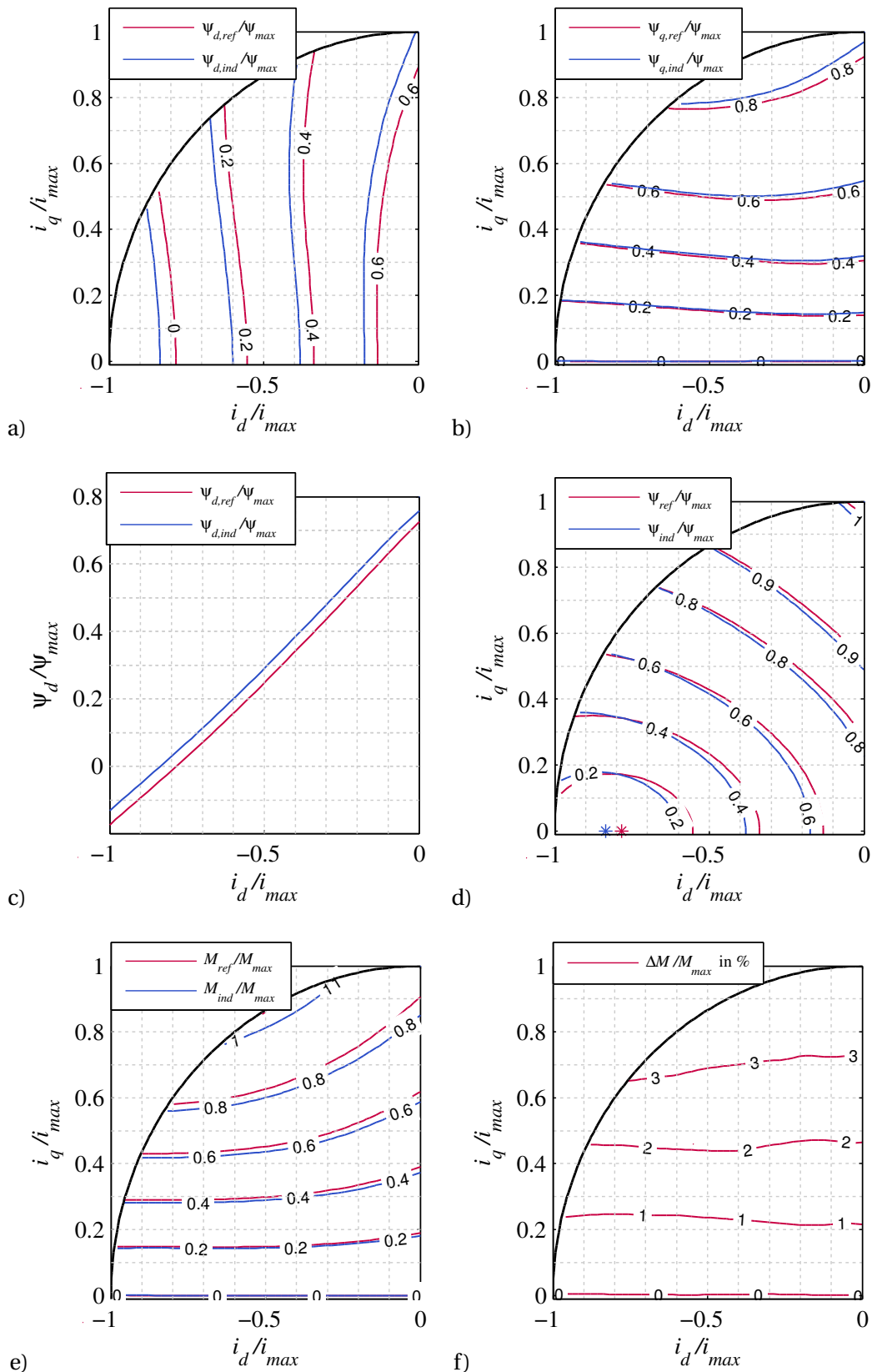


Abb. 4.7: Vergleich von FEA-Berechnungen von Referenzmaschine (rot) und individueller Maschine der Generation EM02 mit erhöhter Remanenzflussdichte (blau). Alle Darstellungen außer c) zeigen Isolinien: a) Verketteter Fluss $\psi_d(i_d, i_q)$ in Abhängigkeit von i_d und i_q , b) verketteter Fluss $\psi_q(i_d, i_q)$, c) verketteter Fluss $\psi_d(i_d)$ entlang der d-Achse, d) Absolutbetrag des verketteten Flusses $\psi(i_d, i_q)$, e) berechnetes Drehmoment $M(i_d, i_q)$ und f) Differenz $\Delta M(i_d, i_q)$ gemäß (4.31).

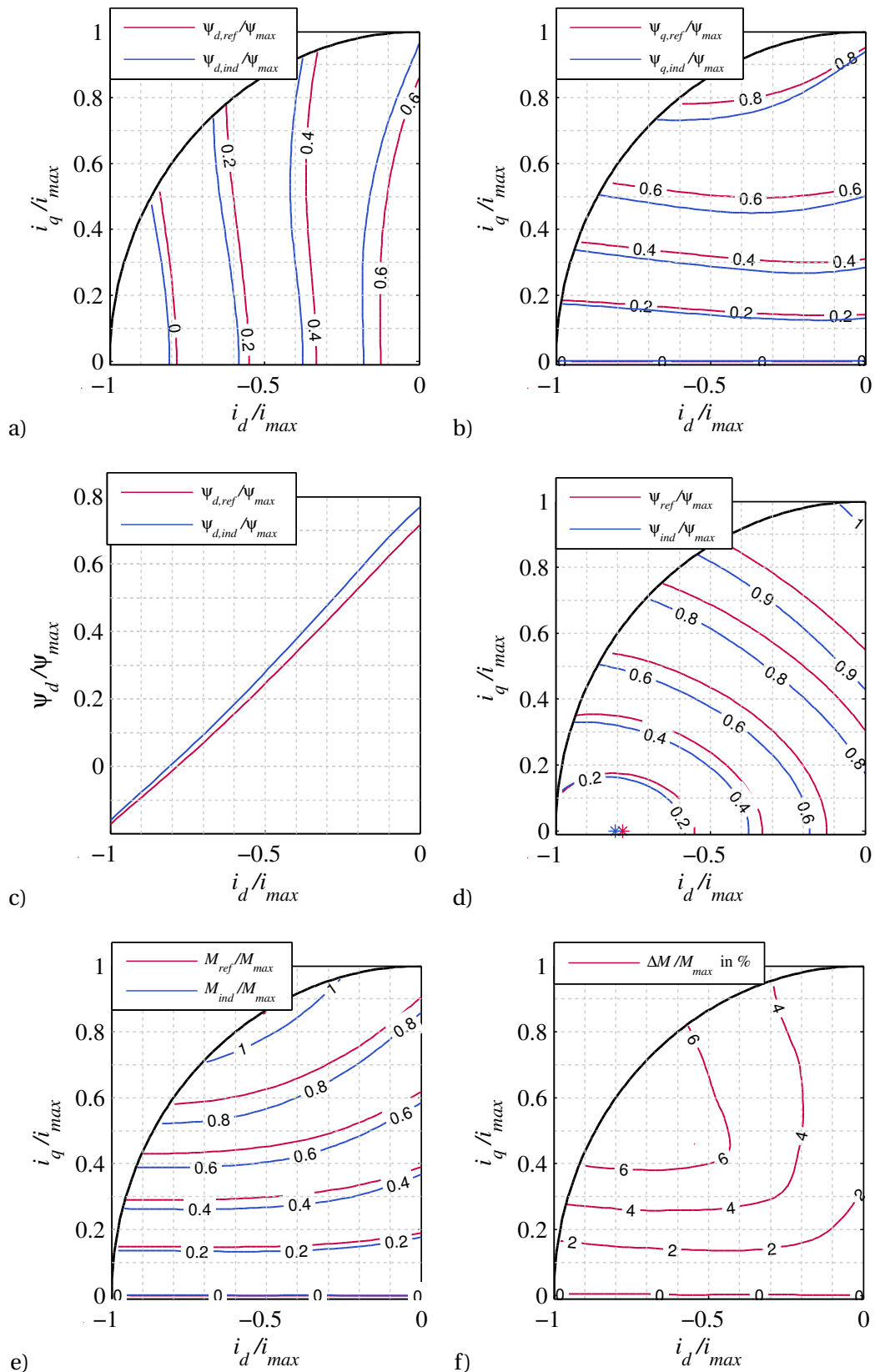


Abb. 4.8: Vergleich von FEA-Berechnungen von Referenzmaschine (rot) und individueller Maschine der Generation EM02 mit kleinerem Luftspalt (blau). Alle Darstellungen außer c) zeigen Isolinien: a) Verketteter Fluss $\psi_d(i_d, i_q)$ in Abhängigkeit von i_d und i_q , b) verketteter Fluss $\psi_q(i_d, i_q)$, c) verketteter Fluss $\psi_d(i_d)$ entlang der d-Achse, d) Absolutbetrag des verketteten Flusses $\psi(i_d, i_q)$, e) berechnetes Drehmoment $M(i_d, i_q)$ und f) Differenz ΔM gemäß (4.31).

Tabelle 4.1: Für die Untersuchung der EM02 werden durch verschiedene Kombinationen von drei Statorn und drei Rotoren vier verschiedene Aufbauten untersucht

Referenzmaschine		oberes Luftspalt-Grenzmuster (EM02AGOG)	oberes (Magnet-) Grenzmuster (EM02OG)	unteres (Magnet-) Grenzmuster (EM02UG)
Stator 1: Referenzstator 1	Stator 2: verringertes Luftspalt (-21 %)	Stator 3: Referenzstator 2		
Rotor 1: Referenzrotor		Rotor 2: erhöhte Remanenzflussdichte (+4 %)	Rotor 3: reduzierte Remanenzflussdichte (-4 %)	

4.5 Messtechnische Validierung

Um die simulierten FEA-Ergebnisse zu validieren, werden verschiedene Maschinen am Prüfstand charakterisiert (siehe Abschnitt 2.2.4). Daraus können die verketteten Flüsse im i_d/i_q -Kennfeld ermittelt werden, die charakteristisch für eine Maschine sind.

4.5.1 Verwendete Maschinen in dieser Arbeit

Im Rahmen dieser Arbeit wurden zwei verschiedene Generationen von IPMSM-Traktionsmaschinen eingesetzt, von denen jeweils mehrere Exemplare Gegenstand der Untersuchung waren. Beide Generationen haben Einzelzahnwicklungen und zehn Polpaare.

- Die erste E-Maschinen-Generation soll als EM01 bezeichnet werden. Sie lässt sich der 25 kW-Leistungsklasse zuordnen. Sie kommt beispielsweise in der Hybridversion der E-Klasse der Baureihe 212 von Mercedes-Benz zum Einsatz.

Von dieser Generation stehen zwei Maschinen als Sonderaufbauten zur Verfügung: Ein oberes und ein unteres Magnet-Grenzmuster EM01UG und EM01OG, die sich um 10 % in ihrer Remananzflussdichte unterscheiden. Da die Maschinen aus einem abgeschlossenen Projekt stammen, existiert zusätzlich keine Maschine mit nominellen Daten und benötigter Messtechnik mehr. Dafür konnten die Maschinen während der gesamten Projektdauer genutzt werden. Mit ihnen wurden die meisten grundlegenden Untersuchungen der Arbeit durchgeführt.

- Die E-Maschinen-Generation EM02 kann in die 90 kW-Leistungsklasse eingeordnet werden. Sie wird beispielsweise bei den Plug-In-Hybridfahrzeugen der E-Klasse der Baureihe 213 von Mercedes-Benz verwendet. Diese Generation befand sich parallel zu den Untersuchungen in dieser Arbeit in der Serienentwicklung. Dies ermöglichte einerseits umfangreiche Untersuchungen, bedeutete aber auch Einschränkungen in der Verfügbarkeit. Insgesamt werden in dieser Arbeit folgende Maschinen am Prüfstand untersucht, ihre Aufbauten sind in Tabelle 4.1 in einer Übersicht zusammengefasst:

- *Referenzmaschine*: Diese Maschine entspricht hinsichtlich ihrer Eigenschaften und Abmessungen der in ihrer Entwicklung erwarteten Norm. Sie stellt die Referenz dar, auf die alle Messungen an EM02 in dieser Arbeit bezogen werden.
- *Unteres (Magnet-) Grenzmuster (EM02UG)* mit reduzierter Remanenzflussdichte: In dieser Maschine sind Magnete verbaut, deren Remanenzflussdichte gezielt reduziert ist (−4 %).
- *Oberes (Magnet-) Grenzmuster (EM02OG)* mit erhöhter Remanenzflussdichte: In diesen Maschinen sind Magnete verbaut, deren Remanenzflussdichte gezielt erhöht ist (+4 %). Der Aufbau dieser Maschine erfolgt mit Gehäuse und Stator des unteren Magnet-Grenzmusters (Stator 3 in Tabelle 4.1). Bei der Maschine wird dazu lediglich der Rotor mit den Magneten ausgetauscht. Das hat den Vorteil, dass der Luftspalt bei beiden Maschinen als gleich angenommen werden kann (die Rotoren sind zeitgleich gefertigt, sodass hier Produktionseinflüsse minimal sein dürften).
- *Oberes Luftspalt-Grenzmuster (EM02AGOG)*: Der Stator dieser Maschine weicht geometrisch von der Norm ab. Die Luftspalllänge wird um 21 % gegenüber der Referenzmaschine reduziert. Dazu werden die Einzelzähne so verändert, dass diese weiter in den Luftspalt hineinreichen. Um den Einfluss des Luftspaltes zu isolieren und keine zusätzlichen Modifikationen vorzunehmen, wird die Fertigungstechnologie beibehalten. Es findet daher eigens für die vorliegende Arbeit eine Anpassung des Stanzwerkzeugs statt, um die geänderte Kontur zu fertigen. Für eine möglichst gute Vergleichbarkeit wird der modifizierte Stator mit dem Rotor der Referenzmaschine (Rotor 1 in Tabelle 4.1) kombiniert.
- Daneben werden ein unteres sowie zwei obere Magnet-Grenzmuster als Spezialaufbauten in Fahrzeuge verbaut. Diese Maschinen wurden zwar gleich aufgebaut wie die auf dem Prüfstand vermessenen, es handelt sich jedoch nicht um dieselben Exemplare. Sie werden in Abschnitt 5.4 näher beschrieben.

In den Ergebnissen dieser Arbeit spiegelt sich die Chronologie der Messungen wider, die maßgeblich von der Verfügbarkeit der verschiedenen E-Maschinen und Prüfstände beeinflusst wurde. Während die Grenzmuster der EM01 bereits früh vermessen wurden, konnte die Verifikation erst deutlich später auf die Magnet-Grenzmuster von EM02 ausgeweitet werden. Das vermessene Luftspalt-Grenzmuster als eigens beauftragte Spezialanfertigung wurde erst unmittelbar vor finaler Fertigstellung der Dissertation aufgebaut und vermessen.

Alle am Prüfstand verwendeten Maschinen sind mit zusätzlicher Prüfstandsmesstechnik ausgestattet, die eine Messung der Magnettemperatur zulässt. Diese Rotortelemetrie besteht aus acht Typ-K Thermoelementen im Rotor, deren Messwerte über eine kontaktlose Signalübertragung aus dem Rotor gesendet werden. Die E-Maschinen werden bei einer Rotortemperatur von ca. 60 °C und einer Statortemperatur von ca. 85 °C vermessen, sofern nicht anderweitig angegeben. Eine Differenz zwischen Rotor- und Statortemperatur ist repräsentativ für den realen Fahrbetrieb: Da im Fahrzeug lediglich die Temperatur im Stator, nicht aber die im Rotor gemessen werden kann, sind die Maschinen so ausgelegt, dass sich der Rotor im Vergleich zum Stator deutlich weniger stark erwärmt.

4.5.2 Messungen an Magnet-Grenzmustern EM01

Abb. 4.9 zeigt gemessene Charakteristika der Magnet-Grenzmuster der EM01, die Darstellung ist analog zu Abb. 4.7 und Abb. 4.8. Die Messungen für die beiden Maschinen werden bei einer konstanten Drehzahl aufgenommen. Im zweiten und dritten Quadranten des i_d/i_q -Kennfeldes werden an äquidistanten Arbeitspunkten Ströme und Spannungen aufgenommen, um daraus die verketteten Flüsse zu bestimmen. In Abhängigkeit der i_d/i_q -Ströme lassen sich die Fluss-Charakteristika in Abb. 4.9a-d darstellen. Sichtbar ist die oben bereits diskutierte Verschiebung der verketteten Flüsse entlang der d -Achse. Der als charakteristisch identifizierte Null-Fluss-Punkt erfährt bei der Maschine dabei eine Verschiebung um $\Delta i = (i_{0,UG} - i_{0,OG})/i_{0,OG} = -0,16 i_{0,OG}$, was besonders in Abb. 4.9c sichtbar wird. Außer der Verschiebung ist auch eine leichte Skalierung in d - und in q -Richtung erkennbar, die es zusätzlich zu quantifizieren gilt. Darauf wird im Detail nochmal in Abschnitt 7.1.2 eingegangen.

In Abb. 4.9e-f sind die sich rechnerisch über (2.16) aus den verketteten Flüssen ergebenden Drehmomente gezeigt. Alternativ könnten die gemessenen Drehmomente dargestellt werden, der Unterschied ist unwesentlich. Als maximalen Drehmomentfehler kann ein Wert von $\Delta M/M_{max} = 12,3\%$ aus Abb. 4.9f identifiziert werden. Für die Abweichung der Remanenzflussdichte von 10 % ist dies ein hoher Wert, die Auswirkung in der realen Maschine scheint stärker als in der Simulation in Abschnitt 4.4 prognostiziert. Dort wird bei einer Remanenzflussabweichung von 5 % lediglich ein Drehmomentfehler von 4 % verzeichnet.

Eine Erklärung könnte in der Produktion dieser EM01-Sonderaufbauten liegen, auch die Produktion der Prototypen unterliegt leichten Schwankungen. Um dem zu begegnen, werden die Grenzmuster-Teile direkt nacheinander produziert, sodass die Materialien aus derselben Charge stammen und die Werkzeuge auf demselben Status hinsichtlich Verschleiß stehen. Prinzipiell sind die absichtlich eingebrachten Abweichungen dann so groß, dass sie als dominant angenommen werden können. Für die *Rotoren* der EM01 gilt dies. Leider stehen jedoch keine zwei Statoren zur Verfügung, deren Produktionszeitpunkt gleich ist – die verwendeten Statoren stammen aus unterschiedlichen Chargen. Daher kann nicht davon ausgegangen werden, dass alle anderen Größen exakt identisch sind. Die Form der Isolinien des Drehmomentfehlers in Abb. 4.9f könnte im Vergleich mit Abb. 4.7f und Abb. 4.8f auf einen leicht veränderten Luftspalt hindeuten. Insgesamt bestätigen die Kennfeldern in Abb. 4.9 trotzdem gut die Simulationsergebnisse aus Abb. 4.7.

4.5.3 Messungen an Magnet-Grenzmustern EM02

Abb. 4.10 zeigt die entsprechenden Charakteristika der drei EM02-Maschinen. Auch hier ist gut die Verschiebung der verketteten Flüsse entlang der d -Achse zu erkennen. Für den Null-Fluss-Punkt ergibt sich als Abweichung zwischen unterem Grenzmuster und Referenzmaschine eine bezogene Verschiebung von $\Delta i_{0,OG} = (i_{0,ref} - i_{0,OG}) = -0,037 i_{0,ref}$. Zwischen dem oberen Grenzmuster und der Referenzmaschine ergibt sie sich zu $\Delta i_{0,UG} = (i_{0,ref} - i_{0,UG}) = 0,065 i_{0,ref}$. Die Abweichungen zwischen den Maschinen sind in einer Übersicht in Tabelle 4.2 notiert. Diese Verschiebungen gelten nicht nur für die Null-Fluss-Punkte, wie in Abb. 4.10c sichtbar ist:

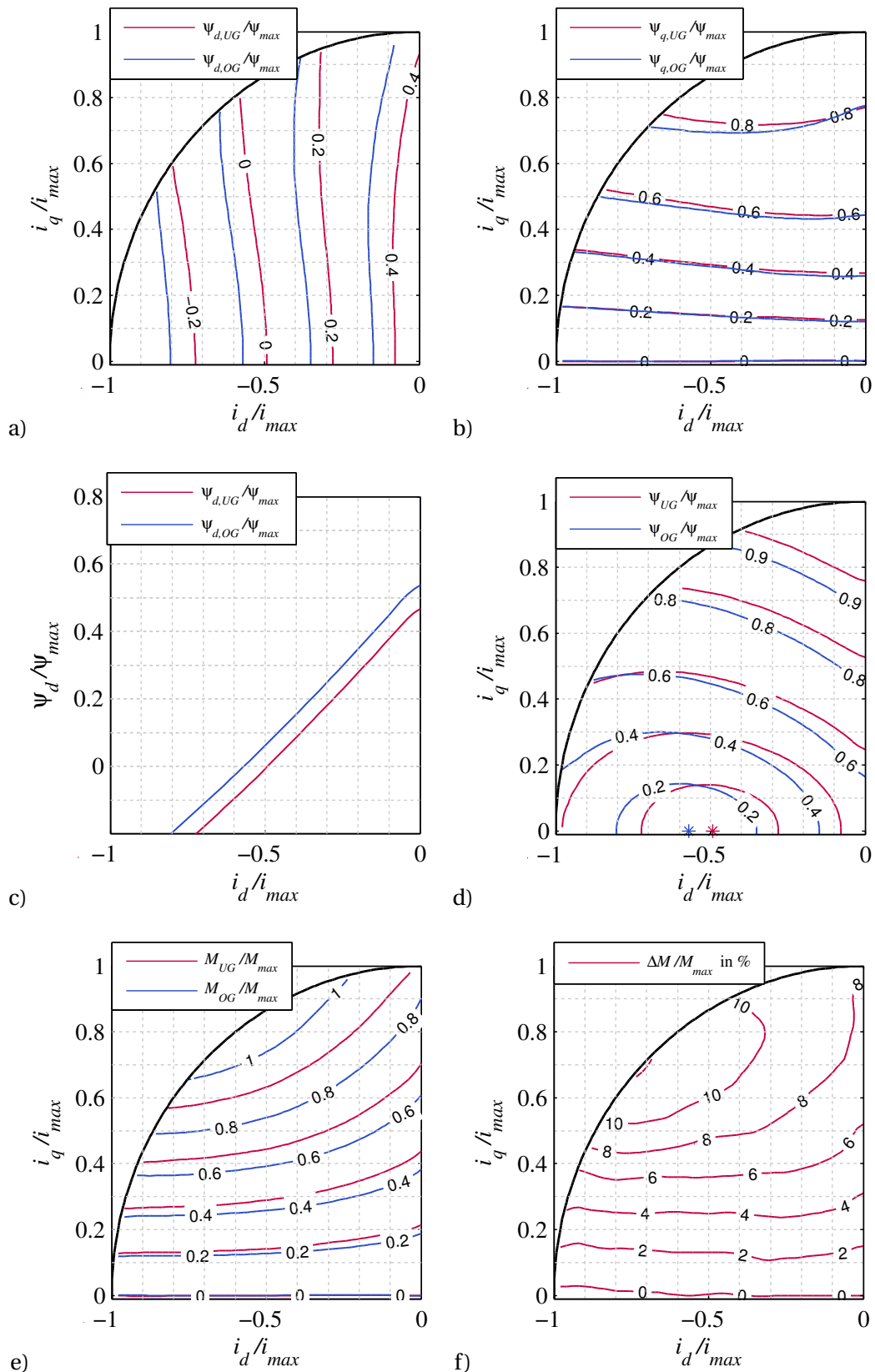


Abb. 4.9: Gemessene i_d/i_q -Kennfelder der EM01 für die Grenzmuster bezüglich Remanenzflussdichte: Unteres Grenzmuster (Index „UG“, rot) und oberes Grenzmuster (Index „OG“, blau). Alle Darstellungen außer c) zeigen Isolinien: a) Verketteter Fluss $\psi_d(i_d, i_q)$ in Abhängigkeit von i_d und i_q , b) verketteter Fluss $\psi_q(i_d, i_q)$, c) verketteter Fluss $\psi_d(i_d)$ entlang der d -Achse, d) Absolutbetrag des verketteten Flusses $\psi(i_d, i_q)$, e) berechnetes Drehmoment $M(i_d, i_q)$ und f) Differenz $\Delta M(i_d, i_q)$

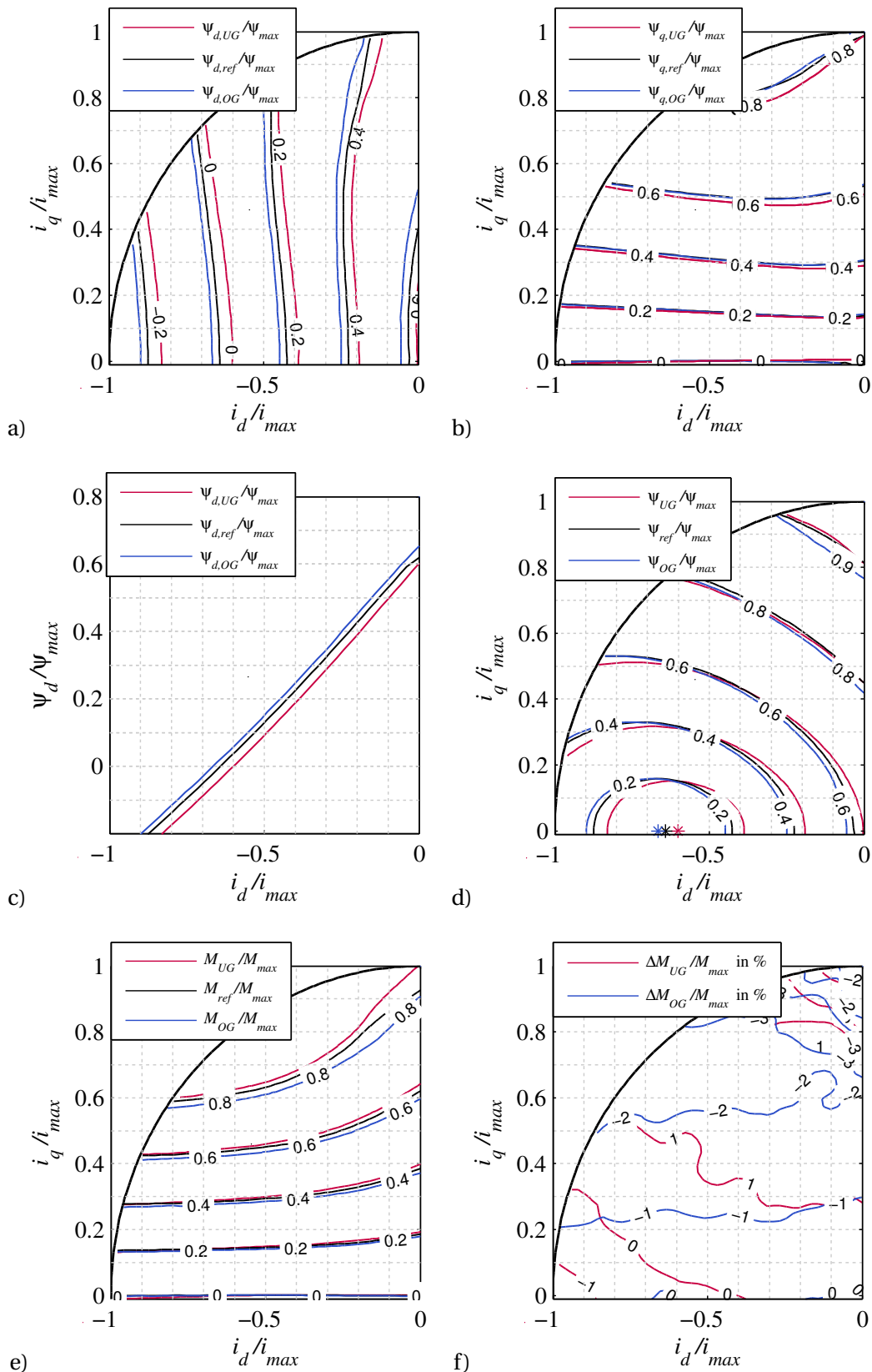


Abb. 4.10: Gemessene i_d/i_q -Kennfelder der EM02 für die Grenzmuster bezüglich Remanenzflussdichte: Unteres Grenzmuster (Index „UG“, rot), Referenzmaschine (Index „ref“, schwarz) und oberes Grenzmuster (Index „OG“, blau). Alle Darstellungen außer c) zeigen Isolinien: a) Verketteter Fluss $\psi_d(i_d, i_q)$ in Abhängigkeit von i_d und i_q , b) verketteter Fluss $\psi_q(i_d, i_q)$, c) verketteter Fluss $\psi_d(i_d)$ entlang der d -Achse, d) Absolutbetrag des verketteten Flusses $\psi(i_d, i_q)$, e) berechnetes Drehmoment $M(i_d, i_q)$ und f) Differenz $\Delta M(i_d, i_q)$

Tabelle 4.2: Vergleich der Messdaten zwischen Referenzmaschine (Ref), oberem Luftspaltgrenzmuster (AGOG), oberem Magnet-Grenzmuster (OG) und unterem Magnet-Grenzmuster (UG)

	Ref	AGOG	OG	UG
Verhältnis $\frac{\psi(0,0)}{\psi_{ref}(0,0)}$ der Flüsse bei $i_{dq} = 0$	1	1,042	1,034	0,956
Verhältnis $\frac{i_0}{i_{0,ref}}$ der Null-Fluss-Punkte	1	1,005	1,037	0,935
Differenz Δi_0 der Null-Fluss-Punkte	0	$-0,005 i_{0,ref}$	$-0,037 i_{0,ref}$	$0,065 i_{0,ref}$

Die dargestellten Verläufe des verketteten d -Flusses ψ_d entlang der d -Achse verschieben sich unter Beibehaltung ihrer Parallelität. Der Unterschied zwischen den Verschiebungen $\Delta i_{0,OG}$ und $\Delta i_{0,UG}$ legt die Vermutung nahe, dass der verkettete Fluss der Referenzmaschine nicht exakt dem Mittelwert der Grenzmuster entspricht.

Interessant ist jedoch, dass sich dies bei der Betrachtung der Drehmomentfehler in Abb. 4.10f nicht bestätigt. Das Fehlerband zwischen Referenz und den Grenzmustern liegt für die beiden Maschinen in einer ähnlichen Größenordnung von maximal 3 % bezogen auf das Maximaldrehmoment.

4.5.4 Messungen an Luftspalt-Grenzmustern EM02

Abb. 4.11 visualisiert die Messungen aus der Charakterisierung des oberen Luftspalt-Grenzmusters der EM02. Wie mithilfe von FEA prognostiziert, ergibt sich hier annähernd keine Verschiebung des Null-Fluss-Punktes: Es gilt $\Delta i_{0,AGOG} = (i_{0,ref} - i_{0,AGOG}) = -0,005 i_{0,ref}$ und $\frac{i_{0,AGOG}}{i_{0,ref}} = 1,005$. Stattdessen besteht ein ausgeprägter Skalierereffekt, sowohl in i_d , als auch in i_q -Richtung. Insbesondere in Abb. 4.11c ist dies gut sichtbar – der Fluss im Koordinatenursprung ändert sich deutlich: $\frac{\psi_{AGOG}(0,0)}{\psi_{ref}(0,0)} = 1,042$.

Der maximale Drehmomentfehler zwischen Luftspalt-Grenzmuster und Referenzmaschine liegt demnach bei ca. 4 % bezogen auf das Maximaldrehmoment im relevanten Betriebsbereich zwischen MTPC- und MTPF-Kurve. Damit ist der Fehler zwar kleiner als durch die FEA simuliert, allerdings dennoch höher als bei den Magnet-Grenzmustern. Im Bereich hoher i_q -Ströme außerhalb des Betriebsbereichs zeigen sich in der Messung sogar noch größere Drehmomentfehler.

4.5.5 Magnettemperatur-Einfluss

In Abschnitt 4.1.2.2 wird gezeigt, dass sich die Temperatur der Magnete in einer Maschine ähnlich auswirkt wie eine produktionsbedingte Abweichung. Anhand gemessener Charakteristika lässt sich dies auch messtechnisch bestätigen.

Alle bisher diskutierten Charakteristika wurden bei einer Rotortemperatur von 60 °C und einer Statortemperatur von 85 °C aufgenommen. Zur Untersuchung des Temperatureinflusses

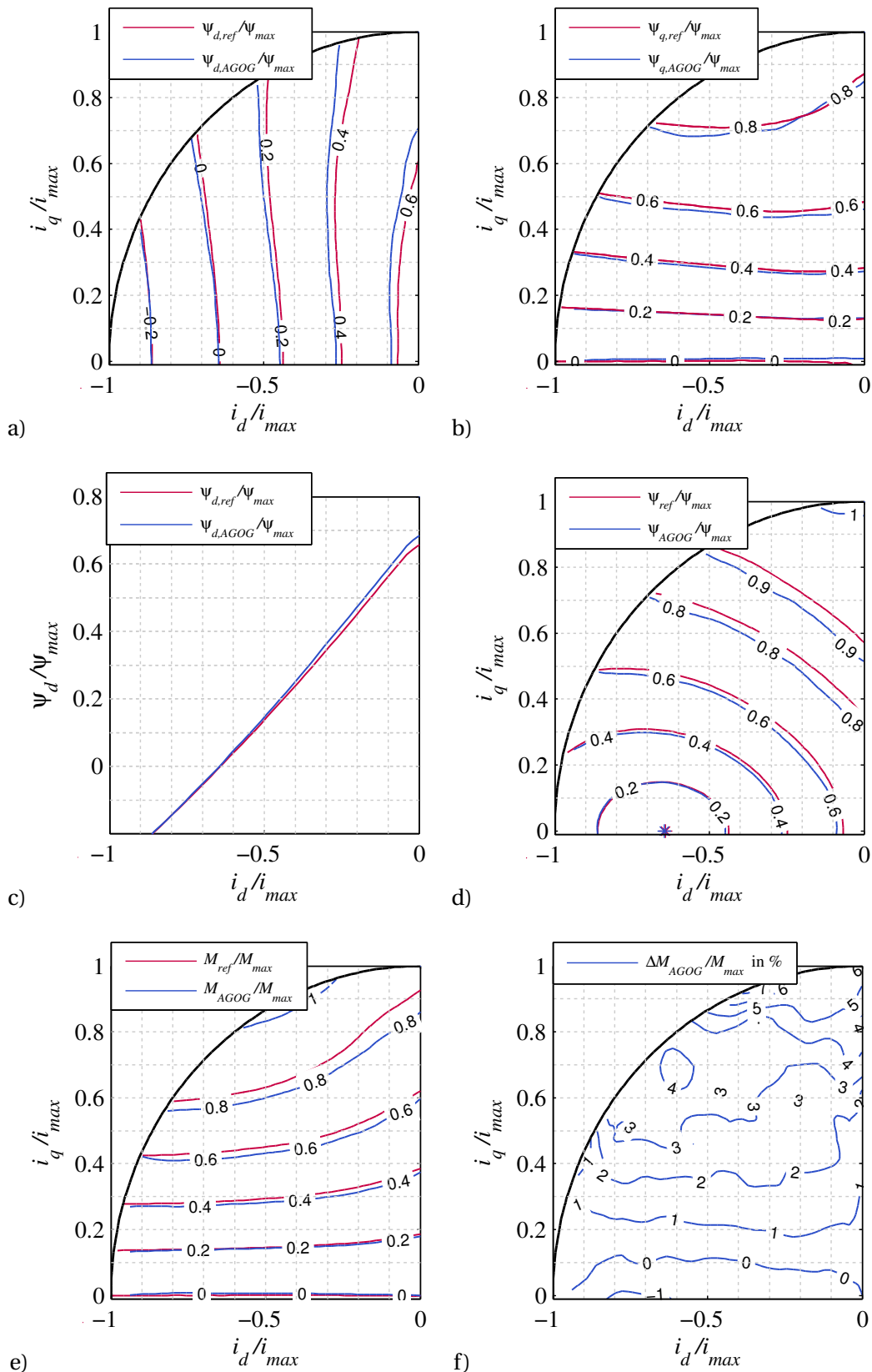


Abb. 4.11: Gemessene i_d/i_q -Kennfelder des Grenzusters mit kleinerem Luftspalt (blau) und Referenzmaschine (rot) der Generation EM02. Alle Darstellungen außer c) zeigen Isolinien: a) Verketteter Fluss $\psi_d(i_d, i_q)$ in Abhängigkeit von i_d und i_q , b) verketteter Fluss $\psi_q(i_d, i_q)$, c) verketteter Fluss $\psi_d(i_d)$ entlang der d-Achse, d) Absolutbetrag des verketteten Flusses $\psi(i_d, i_q)$, e) berechnetes Drehmoment $M(i_d, i_q)$ und f) Differenz ΔM gemäß (4.31).

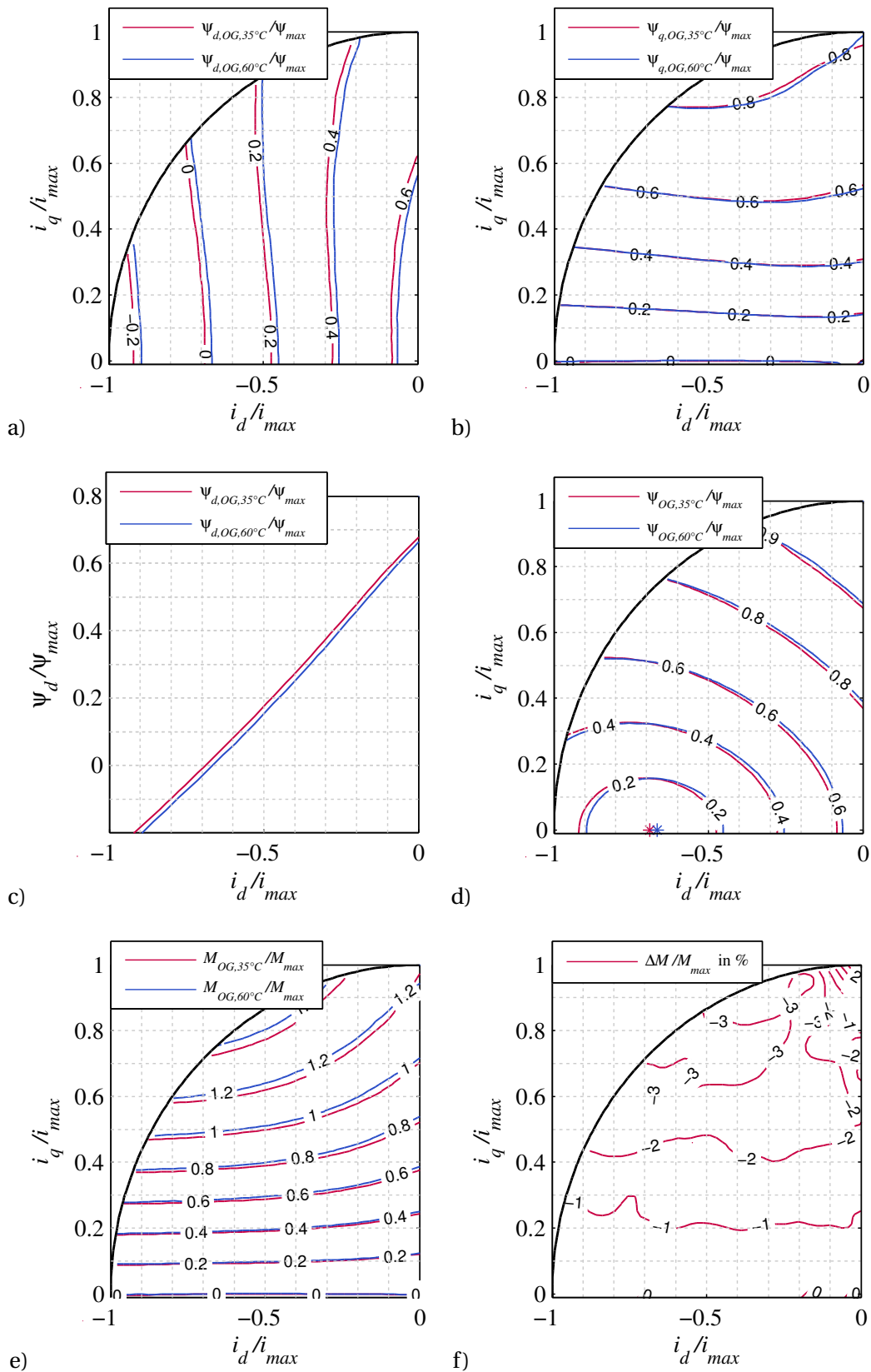


Abb. 4.12: Gemessene $i_d|i_q$ -Kennfelder des oberen Permanentmagnet-Grenzmusters der Generation EM02 für unterschiedliche Magnettemperaturen ϑ_{PM} : $\vartheta_{PM} = 60^\circ\text{C}$ (Index „OG,60°C“, blau), $\vartheta_{PM} = 35^\circ\text{C}$ (Index „OG,35°C“, rot). Alle Darstellungen außer c) zeigen Isolinien: a) Verketteter Fluss $\psi_d(i_d, i_q)$ in Abhängigkeit von i_d und i_q , b) verketteter Fluss $\psi_q(i_d, i_q)$, c) verketteter Fluss $\psi_d(i_d)$ entlang der d -Achse, d) Absolutbetrag des verketteten Flusses $\psi(i_d, i_q)$, e) berechnetes Drehmoment $M(i_d, i_q)$ und f) Differenz $\Delta M(i_d, i_q)$

wurde das obere Grenzmuster der EM02 nochmals bei einer abweichenden Temperatur charakterisiert. Gewählt wurden dazu eine Rotortemperatur von 35 °C und eine Statortemperatur von 60 °C, wodurch bei den Magnettemperaturen zwischen den Messungen ein Delta von $\Delta\theta = 25$ K bestand.

Das Ergebnis sind die Charakteristika, die in Abb. 4.12 dargestellt sind. Auch hier ist in Abb. 4.12a-d eine Verschiebung der verketteten Flüsse entlang der d -Achse zu sehen, die so bezeichnend ist für die Abweichung des Remanenzflusses. Besonders gut lässt sich die Parallelverschiebung in Abb. 4.12c erkennen.

4.6 Fazit

Abweichungen des Remanenzflusses der Magneten und der Luftspaltlänge sind wesentliche Ursachen für produktionsbedingte Drehmomentfehler. Untersuchungen mit FEA und Vermessungen mehrerer „Grenzmuster“ zeigen die Auswirkungen auf: Eine Abweichung des Remanenzflusses führt zu einer Verschiebung der verketteten Flüsse entlang der d -Achse, eine Abweichung des Luftspaltes hat eine Skalierung der Flüsse in d - und q -Richtung zur Folge.

Auch für das Drehmoment ergeben sich Auswirkungen. Für die Maschinen-Generation EM01 ergibt sich bei einer Abweichung der Remanenz um 10 % ein Drehmomentfehler von bis zu 12 %. Bei der Generation EM02 ergibt sich bei einer Remanenzflussdichte-Abweichung von ± 4 % ein Fehler im Drehmoment von bis zu ± 3 %. Bei einer Luftspaltabweichung von 21 % ergibt sich ein Drehmomentfehler von bis zu ± 4 %. Die Ergebnisse von FEA und Messung entsprechen sich gut. Daneben wird der Einfluss einer abweichenden Magnettemperatur untersucht und bestätigt, dass das Verhalten dem einer Abweichung der Remanenzflussdichte entspricht.

5 Identifikation von Abweichungen eines individuellen Systems

Das voranstehende Kapitel beleuchtet die Auswirkungen produktionsbedingter Abweichungen auf Drehmoment und mechanische Leistung. Im Fahrzeug können diese Größen nicht messtechnisch ermittelt werden, Fehler werden also nicht direkt erkannt. Die Herausforderung ist daher, die Abweichungen dennoch in jedem einzelnen, individuellen System zu identifizieren. Nur so kann anschließend eine Kompensation erfolgen.

5.1 Stand der Technik und Methodenauswahl

In einem Überblick über die Literatur werden zunächst übliche Methoden der Qualitätssicherung dahingehend geprüft, ob sie für die Identifikation herangezogen werden können. Aus dieser Betrachtung heraus werden geeignete Verfahren ermittelt, die sich für die Verwendung im Kontext dieser Arbeit eignen. Kriterien bei der Auswahl sind einerseits, wie gut die als dominant bestimmten Ursachen (Magnetisierung und Luftspalt) identifiziert werden können, und andererseits ihre Integrierbarkeit in die automobiler Serienproduktion.

5.1.1 Stand der Technik

Tests zur Bestimmung von Fehlern und Abweichungen in der E-Maschine werden üblicherweise am Ende der Produktionslinie (EOL, End-of-Line) durchgeführt [BV14]. Manche werden bei stehender Maschine durchgeführt, wie beispielsweise die Bestimmung der drei Phasen-Widerstände oder die Überprüfung des Statortemperatur-Sensors. Andere benötigen eine rotierende Maschine. Bei den rotierenden Tests wird unterschieden zwischen aktiven und passiven EOL-Tests.

Beim *passiven Test* wird die E-Maschine ohne aktive Bestromung betrieben. Dazu ist eine externe Prüfstandsmaschine nötig, die mit der Welle der Prüflings-E-Maschine verbunden wird. Sie kann unterschiedliche Drehzahlen vorgeben und vom Prüfling generiertes Drehmoment aufnehmen. Beim passiven Test werden üblicherweise die Leerlaufspannung sowie der Kurzschlussstrom der Maschine aufgezeichnet [KN14]. Dabei kann auch eine Analyse der Harmonischen von Spannung oder Strom oder eine Messung des Rastdrehmomentes sinnvoll sein. Dies hilft insbesondere bei der Bewertung von asymmetrischen Abweichungen, wie beispielsweise Entmagnetisierungen, Exzentrizitäten des Rotors oder Lagerfehler [Coe14, Gra08]. Die Prüfstandsmaschine muss dazu so dimensioniert sein, dass sie die beim Kurzschluss auftretenden Drehmomente tragen kann. Für deren Messung kann eine Drehmoment-Messwelle

sinnvoll sein. Als Anhaltspunkt für den Preis einer derartigen Testumgebung können ca. 400.000 - 800.000 € angenommen werden [BV14].

Beim *aktiven Test* wird das elektrische Antriebssystem unter Last betrieben. Dazu ist deutlich höherer Aufwand erforderlich. So muss die Prüfstandsmaschine in ihrer Leistung so dimensioniert sein, dass alle benötigten Arbeitspunkte angefahren werden können. Daneben wird das komplette Antriebssystem benötigt: Neben der Prüflings-E-Maschine müssen ein Inverter und ein Rotorwinkel-Sensor vorhanden sein. Diese können entweder die Teile des individuellen Antriebssystems sein, sodass dieses im Verbund getestet wird, oder zum Prüfstand gehören, also ein spezieller Prüf-Inverter bzw. Prüf-Winkelsensor sein. Zum aktiven Betrieb des Antriebssystems muss eine Hochvolt-Gleichspannung angelegt werden. Daher muss eine entsprechende Gleichspannungsquelle als Batterie-Simulation vorhanden sein. Bei einem aktiven Prüfstand ist eine Drehmoment-Messwelle in jedem Fall sinnvoll. Die Kosten für eine Prüfstands Umgebung für aktives EOL-Testing belaufen sich auf ca. 1.500.000 € - 2.000.000 € [BV14]. Im Gegenzug sind die Testmöglichkeiten bei dieser Prüfstandskonfiguration natürlich deutlich vielfältiger. Neben allen oben genannten passiven Test können motorische und generatorische Arbeitspunkte angefahren werden, um dort beispielsweise Drehmomentgenauigkeit oder Wirkungsgrade zu überprüfen. Steht eine aktive Testumgebung am Bandende für eine 100 %-Prüfung (also einer Überprüfung aller gefertigter individueller Antriebe bzw. E-Maschinen) zur Verfügung, so kann eine kurze Charakterisierung gemäß Kapitel 4 durchlaufen werden. Schon durch eine kleine Auswahl von Punkten in der i_d/i_q -Ebene können signifikante Abweichungen der verketteten Flüsse von ihrem nominellen Wert erkannt werden.

Allerdings ist eine aktive Testumgebung in Anschaffung, Betrieb und Unterhaltung teuer, weshalb üblicherweise eine passive Testumgebung zur Qualitätssicherung genutzt wird. Diese bietet ebenfalls gute Möglichkeiten, Abweichungen zu identifizieren. Die Grundschiwingung der induzierten Spannung, die als Leerlaufspannung gemessen werden kann, kann als Indikator der Remanenzflussdichte herangezogen werden [CMH13]. Konkrete Umsetzungen dazu sind auch bereits patentiert [Bec00]. In einem veröffentlichten Beitrag [OB16] des Autors wird die Verknüpfung von Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom zu Abweichungen von Remanenz und Luftspalt hergeleitet. Dies wird im Verlauf dieses Kapitels aufgegriffen und verfeinert. In der Literatur finden sich die Zusammenhänge bestätigt: In [TRIZ17] wird festgestellt, dass der Luftspalt vor allem Auswirkungen auf die Leerlaufspannung hat, die Remanenz hingegen zusätzlich auf den Kurzschlussstrom wirkt.

5.1.2 Methodenauswahl

Mithilfe der aus der Literatur gewonnenen Erkenntnissen wird für die Identifikation als Vorstufe einer Kompensation die Messung von Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom ausgewählt. Die Identifikation muss für jede individuelle Maschine einmalig durchgeführt werden. Bei der Festlegung einer Teststrategie für die Identifikation der Abweichungen der Maschine muss eine wichtige Randbedingung berücksichtigt werden: Bei einem EOL-Test zur Qualitätssicherung werden die Messgrößen (Spannungen, Ströme, etc.) in der Regel mit externen Messgeräten aufgezeichnet. Die Messwerte werden mit dem Toleranzband für den Messwert

abgeglichen und ein Testergebnis abgeleitet. Dieses Ergebnis ist in der Regel binär und lautet „pass“ oder „fail“. Ist dieses Ergebnis „fail“, so muss die E-Maschine in die Nacharbeit oder sie wird als Ausschuss aus dem Verkehr gezogen. Ist das Ergebnis „pass“, so wird die E-Maschine freigegeben und im Fahrzeug verbaut. Die beim EOL-Test ermittelten Messgrößen werden ggf. zur Dokumentation abgespeichert, sie spielen für die E-Maschine dann aber keine Rolle mehr.

Das ändert sich grundlegend, wenn die Messgrößen für eine Kompensation weiter verwendet werden sollen. Wird mit externen Geräten gemessen, so müssen die Messwerte den Weg in die Ansteuerung des Antriebs finden. In der Literatur wird beispielsweise die Nutzung elektronischer Typenschilder für die E-Maschine vorgeschlagen [HBFH17]. Dabei muss allerdings zum einen sichergestellt werden, dass die Messwerte der Ansteuerungselektronik zugeordnet werden, die die vermessene Maschine im Fahrzeug ansteuert. Werden fälschlicherweise die Messwerte einer anderen Maschine zur Ansteuerung verwendet, so kann die Kompensation im schlechtesten Fall in die entgegengesetzte Richtung wirken und die Drehmomentgenauigkeit sogar verschlechtern. Zum Anderen bedürfen die Speicherbereiche des Mikrocontrollers der Ansteuerungselektronik einer erhöhten Aufmerksamkeit. Ein autorisiertes Beschreiben muss zwar möglich sein – in der Produktion oder bei einem Komponententausch in der Werkstatt – gleichzeitig darf es aber Unbefugten nicht möglich sein, die Werte zu manipulieren. Diese Problematiken stellen hohe Anforderungen an die Prozesse bei der Produktion und die Sicherheitsmechanismen im Speicher der Ansteuerungselektronik.

In dieser Arbeit werden aufgrund dieser Problematik abweichend von der Literatur Verfahren vorgeschlagen, bei den E-Maschine und Inverter im Verbund getestet werden und der Inverter als Messmittel dient. Dies hat den wesentlichen Vorteil, dass die Messwerte als interne Größen im Inverter vorliegen und direkt abgespeichert werden. So sind sie vor Manipulation von außen geschützt. Die Messungen können EOL in jeder passiven Testumgebung durchgeführt werden, sofern der Inverter-Maschine-Verbund bereits komplett ist. Problematisch ist der Fall, in dem bei einem Fahrzeug nachträglich in der Werkstatt aufgrund eines Defekts eine Komponente – Inverter oder E-Maschine – getauscht werden. Dann ist die initiale Paarung aufgehoben und der Test muss wiederholt werden. In der Werkstatt steht dabei jedoch keine entsprechende Testumgebung mit Prüfstand zur Verfügung. In dieser Arbeit wird ein Verfahren aufgezeigt, mit dem das Fahrzeug als „Prüfstand“ genutzt werden kann. Neben dem Einsatz in der Werkstatt ist es besonders dann auch für die Produktion des Fahrzeugs relevant, wenn die Paarung aus Inverter und E-Maschine erst bei der Fahrzeug-Endmontage hergestellt wird und daher auch keine dedizierte Testumgebung mehr genutzt werden kann.

Die Arbeit baut auf bisher unveröffentlichten Vorarbeiten von Eduard Bakhach auf, die zusammen mit dem Autor in [OBMP17] zum Patent angemeldet sind. Sven Schirrmeister leistete im Rahmen seines Praktikums einen Beitrag zur Aufnahme und Auswertung der Messergebnisse.

5.2 Identifikation signifikanter Arbeitspunkte

In diesem Abschnitt wird die Brücke zwischen den EOL-Tests und den im Rahmen der Sensitivitätsanalyse in Kapitel 4 ermittelten Zusammenhängen von individueller Abweichung zu

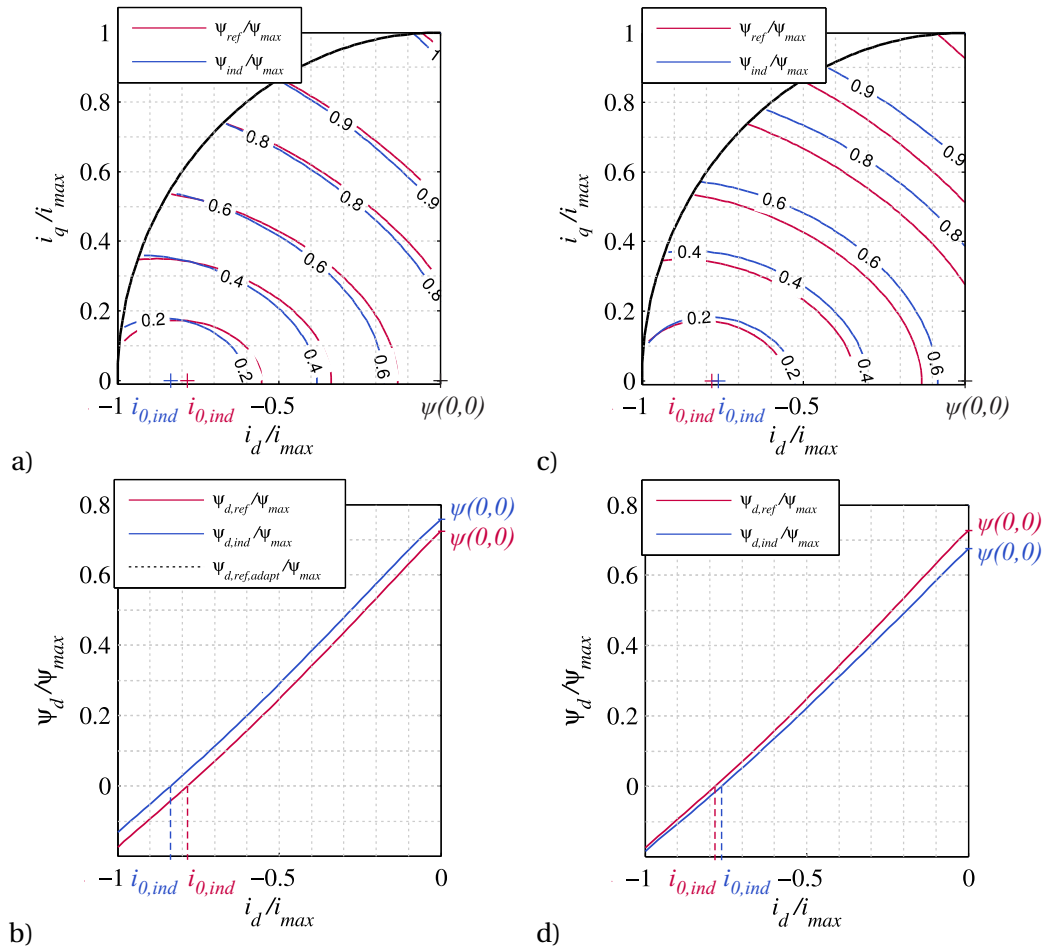


Abb. 5.1: Die beiden signifikanten Arbeitspunkte i_0 und $\psi(0,0)$ eingezeichnet in die Darstellungen der FEA-simulierten verketteten Flüsse für a) und b) eine Abweichung des Permanentmagnetflusses aus Abb. 4.7 und c) und d) eine Abweichung des Luftspaltes aus Abb. 4.8

Fluss und Drehmoment geschlagen. Es wird aufgezeigt, welche Erkenntnisse sich aus der Messung von Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom ziehen lassen.

5.2.1 Arbeitspunkte im Flusskennfeld

In Abb. 5.1 ist die Darstellung der verketteten Flüsse aus der FEA-Simulation aus Abb. 4.7c-d und Abb. 4.8c-d nochmals aufgegriffen. Darin sind zwei signifikante Punkte eingezeichnet: Die Punkte i_0 und $\psi(0,0) = |\boldsymbol{\psi}(i_d = 0, i_q = 0)|$.

Der Null-Fluss-Punkt i_0 wird in Kapitel 4 bereits diskutiert. An diesem Arbeitspunkt ergibt sich die Summe aller im Luftspalt wirkenden verketteten Flüsse zu null, weil der durch den Strom eingepreßte Fluss den des Permanentmagneten aufhebt. Zur analytischen Herleitung mittels Ersatzschaltbild kann auf (4.24) zurückgegriffen werden. Demzufolge kann aus einer Verschiebung des Punktes i_0 eine *Abweichung der Remanenz* als Ursache abgeleitet werden:

$$\Delta\theta_{PM} = -N\Delta i_d \approx -N(i_{0,ind} - i_{0,ref}). \quad (5.1)$$

Alternativ kann der Sachverhalt als Quotient dargestellt werden:

$$c_{PM} = \frac{\theta_{PM,ind}}{\theta_{PM,ref}} = \frac{i_{0,ind}}{i_{0,ref}}. \quad (5.2)$$

Zugleich wird aus der analytischen Berechnung für eine *Abweichung des Luftspaltes* nach Abschnitt 4.3.2 keine Veränderung von i_0 erwartet.

Diese Erkenntnis deckt sich mit den FEA-Untersuchungen: In Abb. 5.1a und b ist aufgrund der Remanenzflussdichte-Änderung eine klare Verschiebung von i_0 erkennbar, in Abb. 5.1c und d ist der Punkt in beiden Simulationen annähernd konstant.

Der verkettete Fluss im Ursprung des d - q -Koordinatensystems $\boldsymbol{\psi}(0,0)$ ist ein zweiter charakteristischer Punkt – der Leerlauf der Maschine. Da alle Ströme gleich null sind, vereinfacht sich die Spannungsgleichung der IPMSM (aus (2.11)) durch den Entfall der stromabhängigen Terme signifikant. Sie vereinfachen sich noch mehr, wenn stationärer Betrieb vorausgesetzt wird und die zeitlichen Ableitungen wegfallen. Zuletzt wird der q -Fluss $\psi_q(i_d, i_q)$ mit (4.16) rein durch Strom in die Maschine eingebracht. Sind die Ströme null, ist dieser ebenfalls null:

$$\psi_q(0,0) = N\phi_q(0,0) = 0. \quad (5.3)$$

Die Spannungsgleichungen (2.11) reduzieren sich damit auf die induzierte Spannung gemäß (2.22):

$$u_d(i_d = 0, i_q = 0) = R \cdot 0 + \frac{d\psi_d(0,0)}{dt} - \omega\psi_q(0,0) = 0 \quad (5.4)$$

$$u_q(i_d = 0, i_q = 0) = R \cdot 0 + \frac{d\psi_q(0,0)}{dt} + \omega\psi_d(0,0) = \omega\psi_d(0,0). \quad (5.5)$$

Diese Spannung entspricht der Leerlaufspannung u_{oc} der Maschine. Sie wird induziert, wenn die Maschine mit offenen Klemmen gedreht wird. Ihr Betrag berechnet sich über (5.6). Die Leerlaufspannung hat gemäß (5.4) und (5.5) nur einen q -Anteil.

$$u_{oc} = \sqrt{u_d(0,0)^2 + u_q(0,0)^2} = u_q(0,0) = \omega\psi_d(0,0). \quad (5.6)$$

Mit dem vereinfachten Ersatzschaltbild und (5.6) lässt sich die Gleichung (5.5) für u_{oc} weiterhin beschreiben durch

$$u_{oc} = \omega\psi_d(0,0) = \omega N\phi_d(0,0) = \omega N \frac{\theta_{PM}}{R_{PM} + R_{AG} + R_{Fe,d}(\psi_d, \psi_q)}. \quad (5.7)$$

Daraus ist direkt die Proportionalität von u_{oc} und der Durchflutung des Magneten θ_{PM} ersichtlich. Eine Änderung der Durchflutung wird damit direkt in der Spannung sichtbar. Mit diesem Zusammenhang kann auch die Leerlaufspannung u_{oc} prinzipiell zur Identifikation einer Abweichung im Permanentmagneten herangezogen werden – sofern der Luftspalt unverändert ist. Eine Veränderung im Luftspalt beeinträchtigt allerdings die Gleichung (5.7), während i_{d0} gemäß (5.1) davon nicht betroffen ist. Dieser Sachverhalt ist bei der Ermittlung

des Luftspaltes dienlich. Dazu wird das Verhältnis einer individuell gemessenen zur Referenzspannung mithilfe von (5.7) notiert:

$$\frac{u_{oc,ind}}{u_{oc,ref}} = \frac{\theta_{PM,ind}}{\theta_{PM,ref}} \frac{R_{PM} + R_{Fe,d}(\psi_d, \psi_q) + R_{AG}}{R_{PM} + R_{Fe,d}(\psi_d, \psi_q) + c_{AG}R_{AG}} \approx \frac{\theta_{PM,ind}}{\theta_{PM,ref}} \frac{\frac{R_{PM}}{R_{AG}} + 1}{\frac{R_{PM}}{R_{AG}} + c_{AG}}. \quad (5.8)$$

Der veränderte Luftspalt wird dabei wie in Abschnitt 4.3 repräsentiert durch den Faktor c_{AG} vor dem magnetischen Widerstand des Luftspaltes R_{AG} . Im letzten Schritt wird dabei der (kleine) Einfluss des magnetische Widerstands des Eisens vernachlässigt. Das Verhältnis R_{PM}/R_{AG} ist bekannt aus der Maschinenauslegung als dem Verhältnis der Dicke des Magneten zur Luftspaltlänge. Durch Umstellen und unter Nutzung der Kenntnis zu θ_{PM} aus (5.2) kann die Abweichung des Luftspalts c_{AG} angenähert werden:

$$\begin{aligned} c_{AG} &\approx \frac{\theta_{PM,ind}}{\theta_{PM,ref}} \frac{u_{oc,ref}}{u_{oc,ind}} \left(\frac{R_{PM}}{R_{AG}} + 1 \right) - \frac{R_{PM}}{R_{AG}} \\ &= \frac{i_{0,ind}}{i_{0,ref}} \frac{u_{oc,ref}}{u_{oc,ind}} \left(\frac{R_{PM}}{R_{AG}} + 1 \right) - \frac{R_{PM}}{R_{AG}}. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Auch hier findet die vereinfachte analytische Herleitung ihre Bestätigung durch die FEA. Dazu werden die verketteten Flüsse ψ_d im Koordinatenursprung in Abb. 5.1a und c bzw. dem Achsenabschnitt der Ordinate in Abb. 5.1b und d betrachtet. Da der Fluss in q -Richtung ψ_q nach (5.3) gleich null ist, gilt

$$\psi(0,0) = \psi_d(0,0). \quad (5.10)$$

An dem Punkt ist erkennbar, dass sich der verkettete Fluss – und damit auch die induzierte Leerlaufspannung u_{oc} – sowohl bei der Abweichung des Remanenzflusses als auch der des Luftspaltes ändert.

Zusammenfassend bewirkt eine Abweichung des Remanenzflusses eine Differenz zwischen individueller Maschine und Referenz in beiden Arbeitspunkten, bei der Leerlaufspannung und beim Null-Fluss-Punkt. Eine Abweichung des Luftspaltes hingegen bewirkt in erster Linie eine Veränderung der Leerlaufspannung, der Null-Fluss-Punkt verändert sich nur unwesentlich.

5.2.2 Quantitativer Zusammenhang zwischen Messgrößen und Abweichungen

Die analytische Herleitung zeigt einen bijektiven Zusammenhang von Remanenz und Luftspalt zu Leerlaufspannung und Strom des Null-Fluss-Punktes. Dieser soll in einer detaillierten Untersuchung mittels FEA verifiziert werden. Dazu werden in einer Studie insgesamt 37 Kombinationen verschiedener Remanenzflussdichten und Luftspaltlängen simuliert. Bei der Auswahl der Punkte wird darauf geachtet, dass signifikante Punkte (wie z. B. die Toleranzgrenzen) Beachtung finden, darüber hinaus werden aber noch einige Punkte willkürlich gelegt. In Abb. 5.2 ist ein zweidimensionales Feld gegeben, das den betrachteten Bereich aufspannt und in dem alle 37 simulierten Maschinen verzeichnet sind. Auf der Ordinate ist die prozentuale Abweichung c_{PM} der Remanenzflussdichte B_r aus (5.2) aufgetragen. Der Bereich umfasst

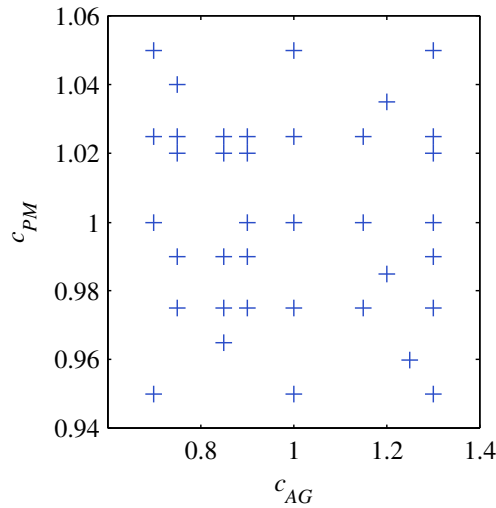


Abb. 5.2: Die mittels FEA simulativ untersuchten Maschinen: Auf den Achsen ist jeweils ein Faktor c_{AG} bzw. c_{PM} aufgetragen, der die prozentuale Abweichung vom nominellen Wert angibt

eine Abweichung von bis zu $\pm 5\%$ um den Nominalwert. Auf der Abszisse ist die prozentuale Abweichung c_{AG} des Luftspaltes aufgetragen, der Bereich umfasst $\pm 30\%$ um den Nominalwert.

Die einzelnen Simulationen werden anschließend hinsichtlich Leerlaufspannung u_{oc} und Null-Fluss-Punkt i_0 ausgewertet. Da für jede Simulation Remanenz und Luftspalt eine Eingangsgröße darstellt, können die Zusammenhänge

$$u_{oc} = f(c_{AG}, c_{PM}) \quad (5.11)$$

$$i_0 = f(c_{AG}, c_{PM}) \quad (5.12)$$

formuliert werden. Diese Funktionen sind invertierbar, mithilfe numerischer Methoden werden die Umkehrfunktionen berechnet:

$$c_{AG} = f(u_{oc}, i_0) \quad (5.13)$$

$$c_{Br} = f(u_{oc}, i_0). \quad (5.14)$$

Diese sind in Abb. 5.3 als Isolinien dargestellt. In einem Beispiel werden bei der Messung der Leerlaufspannung eine Abweichung von -5% (also $u_{oc}/u_{oc,ref} = 0,95$) und eine Stromabweichung des Null-Fluss-Punktes von ebenfalls -5% (also $i_0/i_{0,ref} = 0,95$) festgestellt. Für diese Abweichung kann aus Abb. 5.3a eine Abweichung des Remanenzflusses von $c_{PM} = 0,967$ und aus Abb. 5.3b eine Abweichung des Luftspaltes von $c_{AG} = 1,06$ abgeleitet werden. Bei der Maschine ist folglich der Luftspalt gegenüber der Referenz vergrößert und die Remanenzflussdichte reduziert.

Die Isolinien in dem beiden Funktionen aus Abb. 5.3 sind näherungsweise parallele und äquidistante Geraden. Dies deutet darauf hin, dass beide Funktionen im relevanten Arbeitsbereich als linear angenommen werden können, was im Folgenden die maschinenindividuelle Analyse vereinfacht: Durch diese Linearität müssen deutlich weniger als die im Rahmen der Arbeit

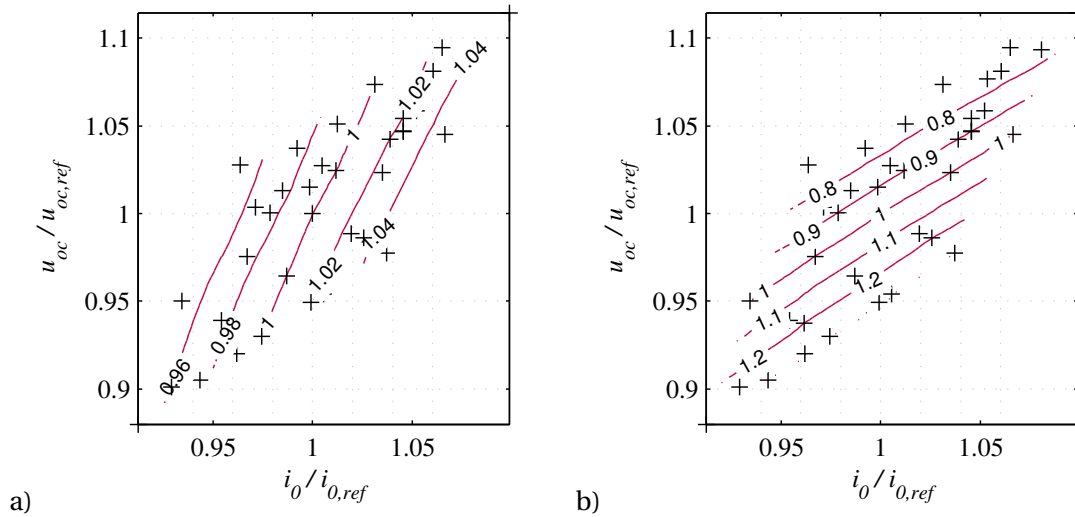


Abb. 5.3: Mittels FEA simulierte Abweichungen in der Maschine über dem ermittelten Kurzschlussstrom bzw. der Leerlaufspannung aufgetragen. a) Abweichung des Permanentmagnetflusses c_{PM} und b) Abweichung des Luftspaltes c_{AG}

untersuchten 37 verschiedenen Maschinen betrachtet werden. Um die Ebenen aufzuspannen genügt ein Minimum von drei Maschinen.

5.2.3 Null-Fluss-Punkt und Kurzschlussstrom

Wie geschildert kann der relevante Punkt $\psi(0,0)$ im Kennfeld über die Messung der Leerlaufspannung in einer passiven Testumgebung ermittelt werden. Für den Null-Fluss-Punkt i_0 gilt das nicht, er kann im passiven Betrieb nicht direkt ermittelt werden.

Der Arbeitspunkt steht allerdings in engem Zusammenhang mit dem Kurzschlussstrom i_{sc} einer Maschine. Kurzschluss bedeutet in diesem Kontext, dass alle Klemmen der Maschine direkt miteinander verbunden werden und auf demselben Potential liegen. Damit kann zwischen den Klemmen keine Spannung mehr anliegen und die in das rotororientierte Koordinatensystem transformierten Klemmenspannungen sind gleich null. Der resultierende Kurzschlussstrom lässt sich somit durch Nullsetzen der Spannungsgleichungen der Maschine und Auflösen nach dem Strom berechnen.

5.2.3.1 Analytische Betrachtung an linearen Gleichungen

Dies ist analytisch nur bei der *linearen* Spannungsgleichung (2.13) möglich, weshalb diese zunächst verwendet werden soll. Nullsetzen der Gleichung in Komponentenschreibweise ergibt

$$u_d = 0 = R_s i_{d,sc} + L_d \frac{di_{d,sc}}{\partial t} - \omega L_q i_{q,sc} \quad (5.15)$$

$$u_q = 0 = R_s i_{q,sc} + L_q \frac{di_{q,sc}}{\partial t} + \omega L_d i_{d,sc} + \omega \psi_{PM}. \quad (5.16)$$

Auflösen nach den Strömen unter Annahme eines stationären Betriebs ergibt den von der Drehzahl der Maschine abhängigen Kurzschlussstrom mit den Komponenten

$$i_{d,sc} = -\frac{\omega^2 L_q \psi_{PM}}{R_s^2 + \omega^2 L_d L_q} \quad (5.17)$$

$$i_{q,sc} = -\frac{\omega R_s \psi_{PM}}{R_s^2 + \omega^2 L_d L_q} \quad (5.18)$$

und dem Betrag

$$i_{sc} = \sqrt{i_{d,sc}^2 + i_{q,sc}^2}. \quad (5.19)$$

Die Grenzwertbildung für $\omega \rightarrow \infty$ ergibt

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} i_{d,sc} = \lim_{\omega \rightarrow \infty} -\frac{\omega^2 L_q \psi_{PM}}{R_s^2 + \omega^2 L_d L_q} = -\frac{\psi_{PM}}{L_d} \quad (5.20)$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} i_{q,sc} = \lim_{\omega \rightarrow \infty} -\frac{\omega R_s \psi_{PM}}{R_s^2 + \omega^2 L_d L_q} = 0. \quad (5.21)$$

Derselbe Grenzwert ergibt sich auch für eine ideale Maschine ohne Innenwiderstand R_s mit $\lim_{R \rightarrow 0} i_{d,sc}$ und $\lim_{R \rightarrow 0} i_{q,sc}$. Ein Vergleich mit (4.26) offenbart, dass es sich bei diesem Grenzwert exakt um den Null-Fluss-Punkt i_0 handelt.

Die Grenzwertbetrachtungen ermöglichen eine anschauliche Erklärung: Durch den Fluss in der Maschine wird über die Rotation eine Spannung induziert. Diese Spannung fällt, wie erwähnt, über den Wicklungen ab. Der sich einstellende Strom stellt dabei ein Gleichgewicht dar: Je näher der Stromvektor dem Null-Fluss-Punkt ist, desto kleiner ist der Fluss in der Maschine und damit auch die induzierte Spannung. In einer idealen, verlustlosen Maschine mit $R_s = 0$ stellt sich daher exakt dieser Strompunkt ein. In der realen Maschine mit $R_s > 0$ entstehen durch einen derartigen Strom jedoch Verluste über

$$P_v = R_s i_{sc}^2. \quad (5.22)$$

Es wird elektrische Energie in Wärme umgewandelt. Diese Energie muss von außen in die Maschine eingebracht werden – und da die Klemmen kurzgeschlossen sind, ist die Welle die einzige aktive Schnittstelle. Die Energie wird also in Form von mechanischer Leistung P_{mech} eingebracht, die die Verlustleistung P_v in der Maschine ausgleicht. Nach (2.2) führt das zu einem drehzahlabhängigen Kurzschluss-Drehmoment, das umso kleiner ist, je größer die Drehzahl wird:

$$M = \frac{P_{mech}}{\omega} = \frac{P_v}{\omega} = \frac{R_s i_{sc}^2}{\omega}. \quad (5.23)$$

Im Kurzschlussstrom äußert sich das in der Aufteilung in die Komponenten $i_{d,sc}$ und $i_{q,sc}$ nach (5.17) und (5.18). Für ein Drehmoment wird in der Maschine i_q -Strom benötigt, weshalb i_q für kleine Drehzahlen ebenfalls groß ist und für größere Drehzahlen dann immer kleiner wird. Der Strom i_d ist von seiner Größenordnung in der Nähe des Null-Fluss-Punktes und weicht von diesem genau soweit ab, dass das entsprechende Drehmoment gestellt werden kann.

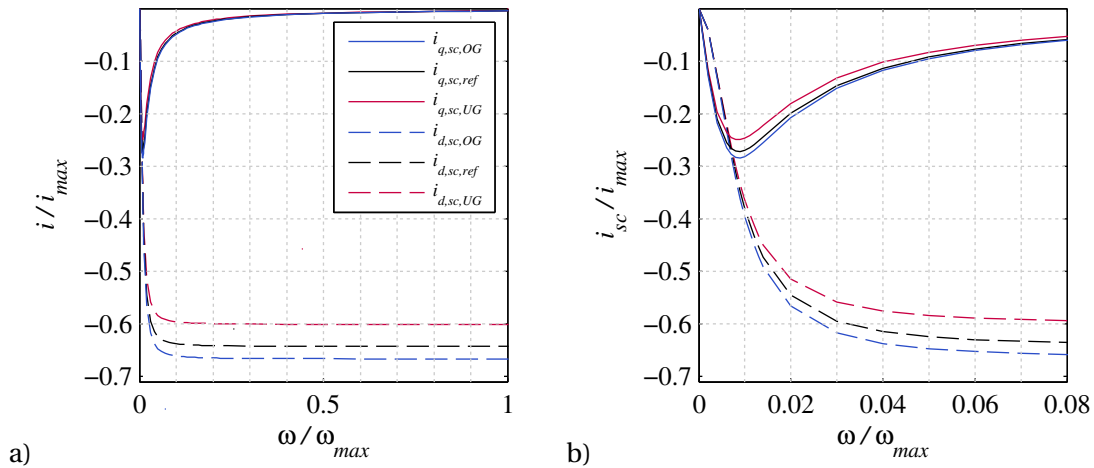


Abb. 5.4: Kurzschlussstrom aufgetragen über die Drehzahl der Maschine aufgeteilt in $i_{d,sc}$ und $i_{q,sc}$ von unterem (UG) und oberem (OG) Grenzmuster sowie der Referenzmaschine (ref). a) Kompletter Drehzahlbereich, b) vergrößert für den detaillierten Verlauf bei kleinen Drehzahlen

5.2.3.2 Numerische Betrachtung für den allgemeinen Fall

Für die Untersuchung des allgemeinen nichtlinearen Falls muss auf die Spannungsgleichungen (2.11) zurückgegriffen werden und diese für den stationären Fall zu null gesetzt werden.

$$u_d = 0 = R_s i_d - \omega \psi_q(i_d, i_q) \quad (5.24)$$

$$u_q = 0 = R_s i_q + \omega \psi_d(i_d, i_q). \quad (5.25)$$

Darin sind allerdings die nichtlinearen Zusammenhänge zwischen Strömen und verketteten Flüssen enthalten. Werden die Gleichungen nach den Strömen aufgelöst, so bleiben auf der rechten Seite dennoch Strom-Abhängigkeiten erhalten.

Zur Lösung der Gleichungen wird eine nichtlineare Optimierung mithilfe von MATLAB nach dem *Downhill-Simplex-Verfahren* [NM65] herangezogen. Damit werden die Ströme gesucht, die die Spannungsgleichungen minimieren:

$$\min_{[i_d, i_q]} \left(\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \right) = \min_{[i_d, i_q]} \left(R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\psi_q(i_d, i_q) \\ \psi_d(i_d, i_q) \end{bmatrix} \right). \quad (5.26)$$

Zur Anwendung der Methode muss ein Startpunkt ausgewählt werden, eine initiale Schätzung für i_d und i_q . Dazu kann beispielsweise i_0 verwendet werden. Davon ausgehend werden i_d und i_q so variiert, dass sich die Spannungen immer mehr null annähern und damit genau die Forderung des Kurzschlussfalls erfüllen.

Für eine gegebene Drehzahl kann so der Kurzschlussstrom berechnet werden. In Abb. 5.4a sind die Kurzschlussströme von Grenzmustern und Referenzmaschine der Generation EM02 aufgetragen. Die zugrunde liegenden verketteten Flüsse entstammen der gemessenen Charakteristik aus Abb. 4.10. Dargestellt ist die Abhängigkeit von der Drehzahl, aufgeteilt in die Komponenten i_d und i_q . Die Darstellung bestätigt die bei der analytischen Betrachtung ge-

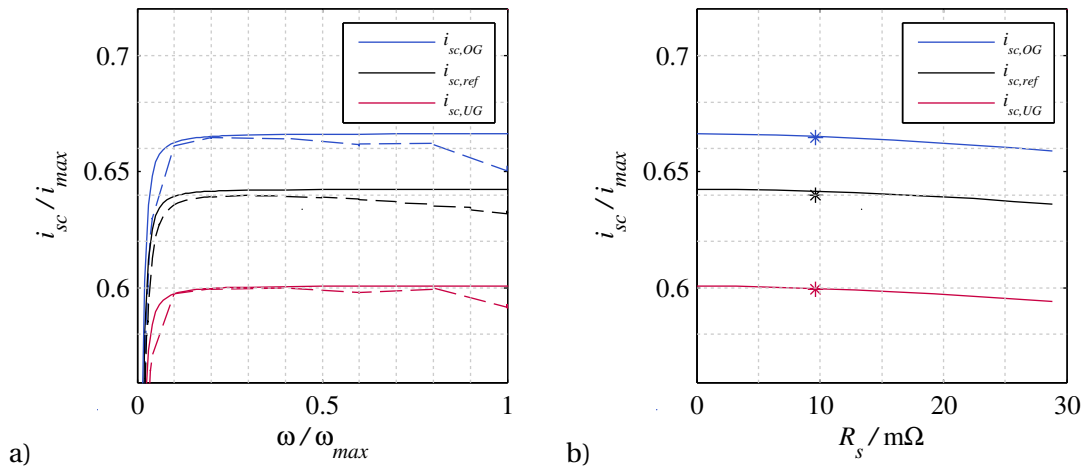


Abb. 5.5: Kurzschlussstrom von unterem (UG) und oberem (OG) Grenzmuster sowie der Referenzmaschine (ref). a) Darstellung in Abhängigkeit der Drehzahl: Die durchgezogene Kurve ist berechneter, die gestrichelte Kurve gemessener Strom. b) Berechnete Ströme in Abhängigkeit unterschiedlicher Statorwiderstände, die Marker kennzeichnen gemessene Ströme.

wonnene Erkenntnis, dass die Verlustleistung letztlich über Drehmoment ausgeglichen wird und sich dadurch ein charakteristischer Verlauf für i_d und i_q ergibt. Der Betrag der beiden Komponenten ist in Abb. 5.5a als durchgezogene Kurven eingezeichnet.

Zusätzlich sind in Abb. 5.5a *gemessene* Kurzschlussströme vom Prüfstand ebendieser Maschinen dargestellt (gestrichelte Kurven). Die gemessenen Ströme der einzelnen Maschinen sind dabei betragsmäßig etwas kleiner als die zugehörigen berechneten Ströme. Dies fällt besonders bei kleinen und bei hohen Drehzahlen auf. Der Grund für die Abweichung bei großen Drehzahlen liegt darin, dass mit zunehmender Drehzahl neben den Kupferverlusten nach (5.22) noch andere Verluste der Maschine, beispielsweise die Eisenverluste, zunehmen. Diese sind in der zugrunde gelegten Charakteristik (die bei einer Drehzahl aufgezeichnet wird) nicht enthalten. Diese zusätzlichen Verluste müssen ebenfalls über die mechanische Leistung und damit über Drehmoment in das System eingebracht werden.

Der Grund für die Abweichungen bei kleinen Drehzahlen liegt im Widerstand R_s der Phasen. Wichtig ist hierbei, dass dafür nicht nur der Widerstand der Wicklung in der Maschine, sondern der komplette Kurzschlusspfad relevant ist. Wird der Kurzschluss durch ein Schütz oder durch die Halbleiter des Inverters geschaltet, so müssen deren Innenwiderstände mit berücksichtigt werden. Der Widerstand R_s liegt dabei in einer Größenordnung, bei der bereits Übergangswiderstände bei der Kontaktierung zwischen der Maschine und dem Prüfstand einen signifikanten Einfluss haben können. Nach (5.17) und (5.18) gilt: Je kleiner die Drehzahl, desto stärker wirkt der Einfluss von Ungenauigkeiten des Widerstandes.

Um den Effekt abzuschätzen, wird in Abb. 5.5b für eine mittlere Drehzahl der Kurzschlussstrom in Abhängigkeit des elektrischen Widerstandes der Maschine aufgetragen. Im Vergleich mit dem Null-Fluss-Punkte i_0 (Abszissen-Achsenabschnitt aus 4.10c) ist sichtbar, dass sich für eine ideale Maschine mit $R_s \rightarrow 0$ genau dieser Strom i_0 ergibt. Als Marker eingezeichnet sind bei exakt dieser Drehzahl gemessene Werte für den Kurzschlussstrom, die Abszissen-

werte entsprechen ihrem tatsächlichen Phasenwiderstand von $R_s = 9,6 \text{ m}\Omega$. Außerdem ist erkennbar, dass der Kurzschlussstrom mit zunehmendem Widerstand abnimmt. Was zunächst paradox klingt, macht bei näherer Betrachtung durchaus Sinn: Der Kurzschlussstrom bleibt immer in derselben Größenordnung, er ändert sich nur leicht. Wird nun der Widerstand als verdoppelt angenommen, so ergeben sich über (5.22) doppelt so große Verluste. Um diese zu kompensieren, muss das Drehmoment ebenfalls verdoppelt werden. Dazu steigt der i_q -Strom entsprechend an, aber auch der i_d -Strom entfernt sich weiter von i_0 – in Richtung Ursprung des Koordinatensystems. In der Folge stellt sich der neue Gleichgewichtspunkt bei einem kleineren Strom ein.

Dabei hat nicht nur der Widerstand R_s einen Einfluss auf den Kurzschlussstrom. Durch die zusätzlichen Leitungen, sowie Schütz oder Inverter zum Auslösen des Kurzschlusses, kommen ohmsche Verluste hinzu und ergeben sich auch leichte Änderungen der resultierenden Induktivitäten. An Gleichungen (5.17) und (5.18) ist der Einfluss veränderter Induktivitäten plausibel. Schon eine andere Verlegung der Zuleitungen zur Maschine kann den Kurzschlussstrom leicht beeinflussen. Letztlich ist dieses Verhalten jedoch für alle drei untersuchten Maschinen gleich. Betrachtet man das Verhältnis der Ströme der verschiedenen Maschinen in Abb. 5.5b, so bleibt dieses für gegebene Widerstandswerte annähernd gleich.

In der Konsequenz bedeutet das für die Messung des Kurzschlussstroms, dass die Umgebungsbedingungen immer gleich sein müssen. Wird bei der Referenzmessung der Kurzschluss mit dem Inverter gestellt, so muss die Messung bei jeder individuellen Maschine mit dem Inverter durchgeführt werden. Die Kabel müssen außerhalb der Maschine immer gleich verlegt sein – dann heben sich die Effekte gegenseitig auf. Durch die geringe Steigung der Kennlinien in Abb. 5.5b ist eine produktionsbedingte Änderung nach Abschnitt 4.1.4 des Statorwiderstands R_s um wenige Prozentpunkte nicht von Bedeutung. Die auftretenden Abweichungen im Widerstand von Fahrzeug zu Fahrzeug sind so unwesentlich, dass sie vernachlässigt werden können.

5.3 Auswirkung von Sensorfehlern auf die Identifikation

Bei der Messung des Kurzschlussstromes zur Identifikation kommen mögliche Sensorfehler, die in Kapitel 3 untersucht werden, ebenfalls zum Tragen. Ihr Einfluss muss daher auch hier diskutiert werden. Für die Identifikation müssen einerseits der Betrag des Kurzschlussstroms mittels Phasenstromsensoren und andererseits die zurückgespeiste DC-Spannung bestimmt werden.

5.3.1 Kurzschlussstrommessung

Da lediglich der Betrag des Kurzschlussstroms benötigt wird, spielen Fehler des Rotorwinkels keine Rolle. Selbst bei der Bestimmung des Punktes i_0 ist im Wesentlichen der Betrag ausschlaggebend – der Fehler des Winkelsensors ist vernachlässigbar. Ein Fehler des Stromsensors geht jedoch direkt in die Identifikation ein.

Dabei gelten die in Abschnitt 3.1.4 dargelegten Regeln – schließlich ist der Kurzschlussstrom ein Strom in der dq -Ebene wie jeder andere: Bei der Strommessung können Offsetfehler durch Korrekturmaßnahmen weitestgehend eliminiert werden. Verstärkungsfehler hingegen lassen sich nur schwer feststellen und korrigieren. Entsprechend gilt es hier vor allem die Folgen der Verstärkungsfehler zu analysieren.

Angenommen, es liegt ein Verstärkungsfehler von -2 % vor, der sich repräsentieren lässt durch einen Faktor $c_{curr} = 0,98$ (also $c_{curr} < 1$) zwischen Messwert und Messgröße. In diesem Fall wird der Messwert $i_{sc,mess}$ *kleiner* sein als der von den Eigenschaften der Maschine abhängige, tatsächlich fließende Kurzschlussstrom $i_{sc,ist}$:

$$i_{sc,mess} = c_{curr} i_{sc,ist} = 0,98 i_{sc,ist}. \quad (5.27)$$

Der Wert des Kurzschlussstroms repräsentiert primär die Stärke der Magnetisierung durch die Dauermagneten im Rotor. Gemäß Abb. 4.7 korreliert ein *kleiner* Kurzschlussstrom mit einem *reduzierten* Drehmoment. In der Konsequenz bedeutet der beispielhafte Verstärkungsfehler von -2 %, dass eine Magnetisierungsabweichung von -2 % ermittelt wird und damit das Drehmoment der Maschine unterschätzt wird. Sie wird durch den Identifikationsalgorithmus als schwächer eingestuft als sie tatsächlich ist. Ein Kompensationsalgorithmus (Kapitel 6) passt den Strom so an, dass den Auswirkungen der Abweichungen in der Maschine entgegengewirkt wird. Konkret bedeutet das, dass bei einer Maschine mit *reduziertem* Drehmoment der Strom *vergrößert* wird, um letztlich das gewünschte Drehmoment zu erreichen.

Diese Erkenntnis muss nun in Zusammenhang mit dem generellen Effekt eines Stromsensorfehlers gebracht werden. Gemäß Auswirkungen auf die Drehmomentgenerierung im elektrischen Antrieb bedeutet ein Verstärkungsfehler mit $c_{curr} < 1$ bereits per se eine Erhöhung des Drehmoments und damit einen positiven Drehmomentfehler. Der Fehler des Stromsensors wirkt somit mit Kompensation doppelt auf den Drehmomentfehler.

Aus dieser Betrachtung ergibt sich eine zentrale Forderung: Die Strommessung während der Identifikation muss exakt sein. Dazu gibt es zwei mögliche Ansätze:

1. Für die Strommessung im Inverter werden genaue Sensoren ausgewählt. Dies kommt auch der Drehmomentgenauigkeit im Normalbetrieb zugute.
2. Die Identifikation der Maschine wird mithilfe eines externen Messgerätes durchgeführt. Da die Identifikation lediglich einmalig am Ende der Produktion erforderlich ist, kann hierbei ein hochgenaues externes Messgerät zum Einsatz kommen. Auch dieses wird zwar nicht völlig fehlerfrei sein, es hat aber einen weiteren entscheidenden Vorteil: So wird die (nachteilige) Korrelation zwischen dem Stromfehler bei der Identifikation und dem im Betrieb aufgehoben. Optional kann parallel über diesen Strom auch ein Verstärkungsfaktor-Abgleich der Stromsensoren erfolgen (siehe Abschnitt 3.1).

5.3.2 Leerlaufspannungsmessung

Für die Bestimmung der Leerlaufspannung (siehe Abschnitt 5.4.1) gelten ähnliche Überlegungen zu denen des Stroms. Auch bei der Spannung lässt sich der Offset durch einen Abgleich

im Spannungsfreien Zustand relativ einfach eliminieren. Der Verstärkungsfehler hingegen ist vom System alleine nicht zu identifizieren.

Analog zur Betrachtung beim Stromsensor wirkt ein beispielhafter Verstärkungsfehler von -2% so, dass der Messwert um den Betrag kleiner als die von den Eigenschaften der Maschine abhängige, tatsächlich anliegende Zwischenkreisspannung ist. Damit kommt es auch hier zu einer Fehldiagnose um den Betrag dieser -2% , deren Auswirkungen sich aus Kapitel 4 ergeben.

Der Vorteil an Fehlern in der Spannungsmessung im Vergleich zu Fehlern in der Strommessung ist jedoch, dass diese alleine bei der Identifikation wirken. Es gibt keine weiteren Auswirkungen auf die Drehmomentgenerierung, da diese von der Zwischenkreisspannung unabhängig ist.

5.4 Konzept zur Vermessung im Fahrzeug

Für die vorliegende Arbeit werden die Messungen von Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom für die Identifikation herangezogen (eine alternative Identifikationsmethodik ist in Anhang C geschildert). Es wird dabei immer der exakt gleiche Aufbau verwendet: Gemessen wird im Fahrzeug im verbauten Zustand, d. h. im Gesamtsystem. Durch die Serienproduktion sind alle Kabel immer auf genau dieselbe Art verlegt, die Kontaktierung entspricht dem Serienprozess. Da das Fahrzeug die Testumgebung und damit der „Prüfstand“ ist, müssen die zur Verfügung stehenden Sensoren zur Vermessung genügen.

5.4.1 Messaufbau und Messprinzip

Das Zusammenspiel der relevanten Komponenten im Fahrzeug ist in Abb. 5.6 entsprechend Abschnitt 2.1 eingezeichnet. Ganz links ist die Hochvoltbatterie des Fahrzeugs dargestellt. Sie ist über ein Schütz mit dem Gleichspannungs-Zwischenkreis des Fahrzeugs bzw. des Inverters verbunden. Im Inverter selbst wird über je eine der drei Halbbrücken eine Phase der E-Maschine („IPMSM“) angesteuert. Diese ist abtriebsseitig über die Welle mit dem Rest des Antriebsstranges verbunden.

Zur Messung von Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom muss die Maschine in Rotation gebracht werden. Bei parallelen Hybridfahrzeugen mit Drehmomentaddition gemäß 2.1 ist die Drehzahl von Verbrennungsmotor und E-Maschine direkt gekoppelt, sodass die Rotation durch den Verbrennungsmotor vorgegeben werden kann. Bei dem untersuchten P2-Hybridfahrzeug ist dies durch geschicktes Schalten des Antriebsstranges möglich. Dazu wird das Getriebe in die Neutralposition gebracht, dass die Getriebeeingangswelle von den Rädern getrennt ist. Die Kupplung zwischen Verbrennungsmotor und E-Maschine ist geschlossen, wodurch die beiden mit identischer Drehzahl rotieren. Über eine Drehzahlregelung des Verbrennungsmotors wird die Messdrehzahl vorgegeben. Als „Lastmaschine“ ist daher in Abb. 5.6 der Verbrennungsmotor („VKM“ – Verbrennungskraftmaschine) eingezeichnet.

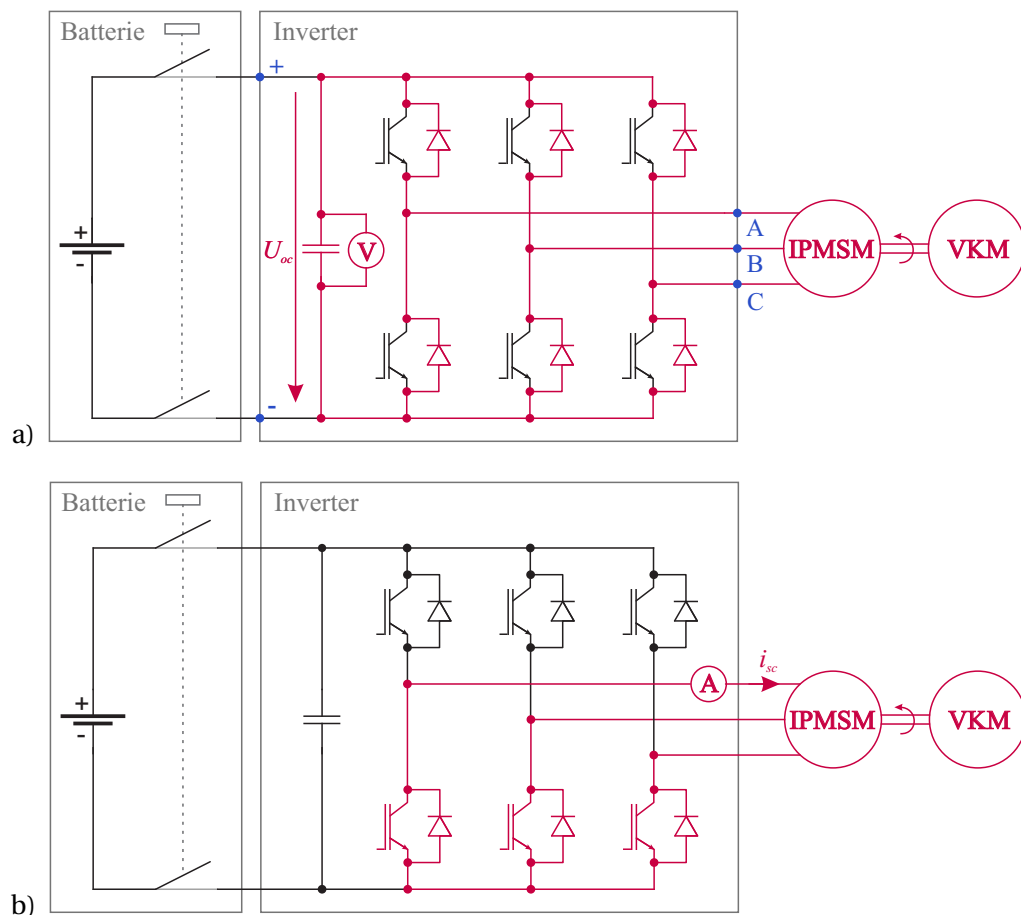


Abb. 5.6: Im Fahrzeug wird die IPMSM durch den Verbrennungsmotor („VKM“) angetrieben. a) Für die Messung der Leerlaufspannung wird der Inverter als Gleichrichter betrieben und die Zwischenkreisspannung gemessen. b) Der Kurzschluss wird durch aktives Ansteuern aller unterer oder aller oberer Halbleiter eingestellt. Die bei einer Messung aktiven Bauteile sind rot gezeichnet.

Für leistungsverzweigte Hybride ist es abhängig von der Konfiguration, ob die E-Maschinen vom Verbrennungsmotor im Leerlauf gedreht werden können. Bei Elektrofahrzeugen, aber auch bei seriellen Hybriden oder bei einem parallelen Hybriden mit Zugkraftaddition, ist dies nicht möglich, da die E-Maschinen alleine mit den Rädern verbunden ist. Kann die direkte Verbindung von der E-Maschine zu den Rädern getrennt werden, dann kann die Rotation auch mit der E-Maschine selbst verursacht werden. Sie wird dazu aktiv in einem Drehzahl-Regel-Modus betrieben und auf eine bestimmte Drehzahl gebracht. Nach Erreichen der Drehzahl wird der Inverter passiv und in den Messmodus geschaltet. Während die Maschine austrudelt, kann die Messung durchgeführt werden. Sollte es schließlich auch nicht möglich sein, die E-Maschinen von den Rädern abzukoppeln, so kann die Messung auch auf einem Rollen-Prüfstand oder sogar während der Fahrt durchgeführt werden.

Für die Messung des Kurzschlussstroms wird dieser mit dem Inverter aktiv herbeigeführt. Dazu werden entweder alle drei oberen oder alle drei unteren Schalter gleichzeitig aktiviert. In Abb. 5.6b sind alle dabei aktiven Teile rot markiert. Der dabei fließende charakteristische Kurzschlussstrom kann mit den vorhandenen AC-Phasenstromsensoren gemessen werden.

Für die Messung der Leerlaufspannung besteht das Problem, dass die Phasenspannungen im Inverter nicht messtechnisch ermittelt werden. Die einzige Spannungsmessung findet im Zwischenkreis statt. Vorgeschlagen wird daher, den Inverter als Gleichrichter zu verwenden. Der Aufbau ist in Abb. 5.6a mit Hervorhebung der aktiven Bauteile dargestellt. Der DC-Zwischenkreis des Inverters wird über das Schütz von der Batterie getrennt. Der Inverter ist passiv, die Halbleiterschalter (IGBTs) werden nicht angesteuert. Dadurch wird die Klemmenspannung gleichgerichtet und ist als DC-Spannung U_{oc} im Zwischenkreis messbar.

5.4.2 Leerlaufspannungsmessung im Zwischenkreis

Durch den Gleichrichter-Betrieb wird der Zwischenkreiskondensator im Inverter aufgeladen. Bei *idealen Bauelementen* behält der Kondensator ein einmalig erreichtes Spannungsniveau bei, da die Energie nicht mehr abfließt. Theoretisch stellt sich so im Zwischenkreis der Spitzenwert der sinusförmigen Leerlauf-Phasenspannung ein. Dieser ist gleich der Leerlaufspannung u_{oc} , die in (5.6) als Spannungszeigerlänge definiert wird. Dieser Wert stellt für die Zwischenkreisspannung U_{oc} mit *realen Bauelementen* allerdings lediglich eine obere Schranke

$$U_{oc} \leq \sqrt{3}u_{oc}. \quad (5.28)$$

dar. Um einen sicheren Umgang mit den Hochvolt-Komponenten zu gewährleisten, schreibt der Gesetzgeber vor, dass in einem abgeschalteten System nach relativ kurzer Zeit keine hohe Spannung mehr in Komponenten anliegen darf. In der Folge ist im Inverter eine passive Entladeschaltung integriert, die aus einem zum Zwischenkreiskondensator parallel geschalteten Widerstand besteht. Über diesen fließt dauerhaft ein kleiner Strom, der sicherstellt, dass der Kondensator langsam entladen wird. Der Widerstandswert liegt dabei in der Größenordnung von $> 1 \text{ k}\Omega$, damit die Verluste minimal gehalten werden. Dieser Widerstand stellt sicher, dass eine eventuell vorhandene Vorladung des Kondensators vor der Leerlaufspannungsmessung abgebaut wird.

Allerdings sorgt er auch dafür, dass der Kondensator dauerhaft nachgeladen werden muss – es fließt also ein kleiner Strom von der Maschine über die Dioden zum Kondensator. Dieser fließt pulsierend immer dann, wenn die Wechsellspannung in den Phasen die Gleichspannung des Kondensators überschreitet. Der Verlauf des Stromes in einer Diode in Abhängigkeit der über ihr abfallenden Spannung ist über ihre Kennlinie gegeben. Ein typischer Verlauf ist in Abb. 5.7a gezeigt. In Durchlassrichtung wird schon für kleine Ströme ($< 10\%$ des Maximalstroms) eine signifikante Durchlassspannung U_D benötigt. Die Durchlassspannungen liegen für Silizium im Bereich von 0,5 bis 0,8V. Ab dieser Schwellspannung wächst der Strom mit steigender Spannung exponentiell an. In einer halblogarithmischen Darstellung kann das Verhalten durch eine Gerade angenähert werden (Abb. 5.7b). Aufgrund dieses exponentiellen Verhaltens ist zu erwarten, dass die aufgrund der Entladeschaltung fließenden (kleinen) Ströme bereits eine nicht unwesentliche Vorwärtsspannung erfordern.

Damit kann die gleichgerichtete Zwischenkreisspannung für das reale System mit

$$U_{oc} = \sqrt{3}u_{oc} - 2U_D \quad (5.29)$$

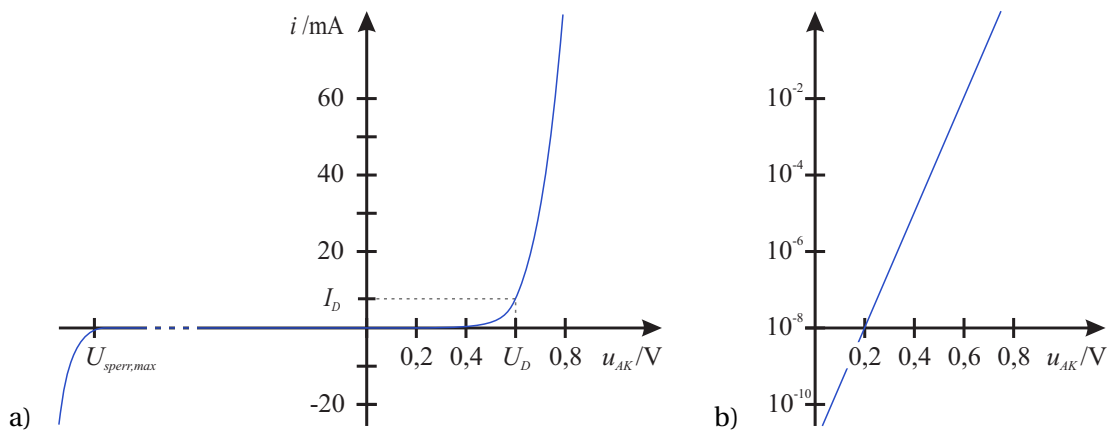


Abb. 5.7: Die Diodenkennlinie zeigt Verlauf des Diodenstroms über der anliegenden Spannung a) in linearer und b) in halbologarithmischer Darstellung [TS93]. Die negative Sperrspannung $U_{sperr,max}$ liegt für b) bei betragsmäßig deutlich größeren Werten als der genutzte Maßstab es darstellen könnte.

gegenüber (5.28) abgeschätzt werden. Da immer zwei Dioden im Strompfad sind, muss hierbei die doppelte Vorwärtsspannung von der induzierten Spannung u_{oc} abgezogen werden.

In den Datenblättern der Leistungsdioden im Inverter, die Ströme in der Größenordnungen von mehreren 100 A tragen können, finden sich jedoch nur selten so exakte Diodenkennlinien, wie sie für derart kleine Ströme benötigt würden. Auch für die im Rahmen der Arbeit verwendeten Inverter liegen die Daten nicht in ausreichender Genauigkeit vor. Der Spannungsabfall über den Dioden muss daher am Prüfstand messtechnisch ermittelt werden. Dazu wird die Referenzmaschine der Generation EM02 verwendet. An die Maschine angeschlossen ist ein Serien-Inverter, der die Phasenspannung über die Leistungsdioden gleichrichtet.

Der betrachtete Aufbau entspricht der Leerlaufmessung gemäß Abb. 5.6a. Hier wird die E-Maschine allerdings vom Prüfstand extern gedreht. DC-seitig ist der Inverter nicht angeschlossen. Die Ströme und Spannungen werden mit einem 8-Kanal-Oszilloskop aufgezeichnet. Dazu werden die in Abb. 5.6a in blauer Farbe eingezeichneten Potentialpunkte zur Bezeichnung genutzt: Die verketteten Phasenspannungen u_{ab} , u_{bc} und u_{ca} beschreiben die Potentialdifferenz zwischen den jeweiligen Phasen A-B, B-C und C-A. Die Spannung u_{+-} ist die Zwischenkreisspannung. Die Spannungen u_{a+} und u_{b+} bezeichnen schließlich die Potentialdifferenz zwischen der jeweiligen Phase und dem Pluspol des Zwischenkreises. In Abb. 5.8a-c sind die Spannungsverläufe über der Zeit aufgetragen. In Abb. 5.8d sind die dazugehörigen Phasenströme der Phasen A (i_a) und B (i_b) aufgetragen. Die Zählrichtung ist dabei so definiert, dass positive Ströme in die Maschine hinein fließen.

Im Vergleich zwischen Zwischenkreisspannung und verketteter Phasenspannungen zeigt sich die Vorwärtsspannung der Dioden: Der Spitzenwert der verketteten Phasenspannungen liegt leicht höher als die Zwischenkreisspannung. Immer dann, wenn diese Differenz positiv ist, fließt ein Strom (Abb. 5.8d). Die Spannungsdifferenz kann aus Abb. 5.8b mit ca. 1 V abgeschätzt werden. Auf die beiden Dioden im Strompfad verteilt ergibt sich für die Vorwärtsspannung einer einzelnen Diode ca. 0,5 V. Bestätigung findet dieser Wert durch die Spannung zwischen dem positiven Zwischenkreispotential und den Phasen, u_{a+} und u_{b+} . Ist diese Spannung

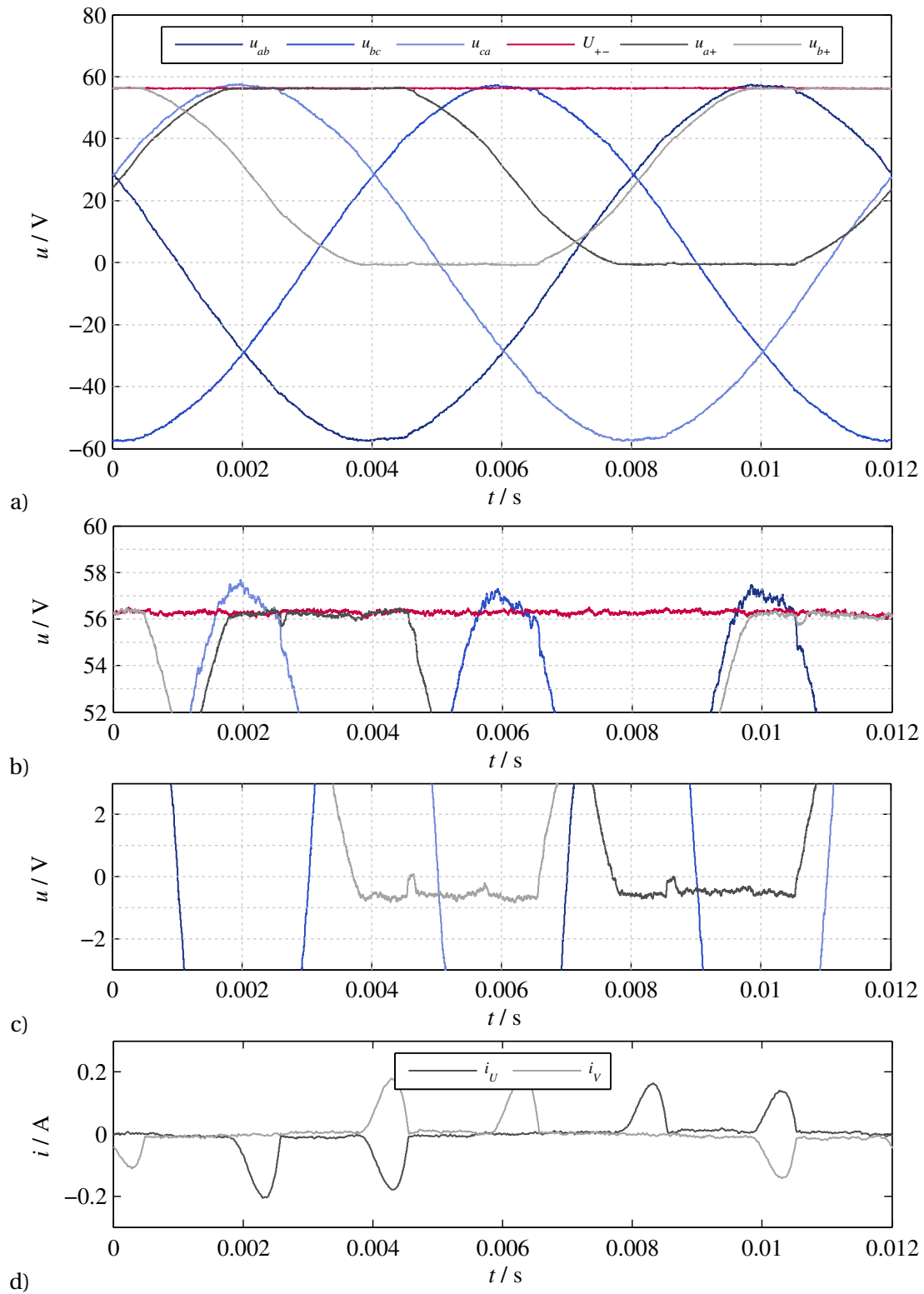


Abb. 5.8: Vergleich der Leerlaufspannung an den Klemmen mit der zurückgespeisten DC-Spannung im Zwischenkreis. Darstellung der Spannungsverläufe einer elektrischen Umdrehung a) über komplette Amplitude, b) vergrößert im Bereich der Zwischenkreis-Spannung, c) vergrößert um die Nulllinie herum. d) Stromverlauf im selben Zeitraum

größer als Null, so sperrt die Diode. Ihr minimaler Betrag entspricht folglich der negativen Vorwärtsspannung. Dabei muss berücksichtigt werden, dass bei dieser Messung lediglich der Spannungsabfall über einer Diode ermittelt wird. Mithilfe der vergrößerten Ansicht in Abb. 5.8c lässt er sich zu ca. 0,5-0,7 V quantifizieren.

Aufgrund des zu wählenden Messbereichs im Oszilloskop kann es bei derart kleinen Spannungen bereits zu Verzerrungen aufgrund der Messgenauigkeit kommen. Da die Messdaten jedoch in guter Übereinstimmung mit der Theorie stehen, soll für die Vorwärtsspannung einer einzelnen Diode im Weiteren ein Wert von $U_D = 0,5 \text{ V}$ angenommen werden. Die Phasenspannung wird entsprechend aus der im Zwischenkreis gemessenen Gleichspannung mithilfe von (5.29) bestimmt:

$$u_{oc} = \frac{1}{\sqrt{3}} (u_{oc} + 2 U_D) = \frac{1}{\sqrt{3}} (u_{oc} + 1 \text{ V}). \quad (5.30)$$

Neben den Unsicherheiten bei der Gleichrichtung und der Spannungsmessung im Inverter können sich auch Einflüsse hinsichtlich der Fluss- und Spannungsharmonischen der Maschine sowie Asymmetrien im Wicklungssystem negativ auswirken. Sind derartige Effekte bauartbedingt und daher auch bei einer Referenzmaschine erkennbar, so beeinflussen sie das relative Messergebnis von Maschine zu Maschine nicht. Maschinenindividuelle Asymmetrien lassen sich hingegen mit der vorgeschlagenen Messmethode nicht erkennen. Diese müssen daher fertigungstechnisch auf ein Minimum reduziert werden.

5.4.3 Temperaturabhängigkeit der Messungen

Eine kritische Größe, die in jedem Fall bei der Identifikation berücksichtigt werden muss, ist die Temperatur in der Maschine. Im Vordergrund stehen dabei die Temperaturen der Magnete. Es müssen geeignete Korrekturfaktoren ermittelt werden, mit deren Hilfe die gemessenen Werte von Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom um den Temperatureinfluss korrigiert werden können. Während die Statortemperatur über einen Sensor ermittelt wird, muss für die Rotortemperatur eine Abschätzung getroffen werden.

5.4.3.1 Analytische Betrachtung

Zur Analyse des Temperatureffekts genügen im ersten Schritt die linearen Gleichungen für die Maschine. Für die Leerlaufspannung gemäß (5.6) gilt im linearen Fall mit (4.8) die Gleichung

$$u_{oc} = \omega \psi_d(0,0) = \omega \psi_{PM}. \quad (5.31)$$

Die Temperaturabhängigkeit der Leerlaufspannung beschränkt sich demnach auf die des Permanentmagnetflusses ψ_{PM} . Sie kann aus dem Initialwert bei bekannter Temperatur $\psi_{PM,0}$, dem Temperaturkoeffizienten α_{PM} und der Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta_{PM}$ zu

$$\psi_{PM}(\Delta\vartheta_{PM}) = \psi_{PM,0} [1 + \alpha_{PM} \Delta\vartheta_{PM}] \quad (5.32)$$

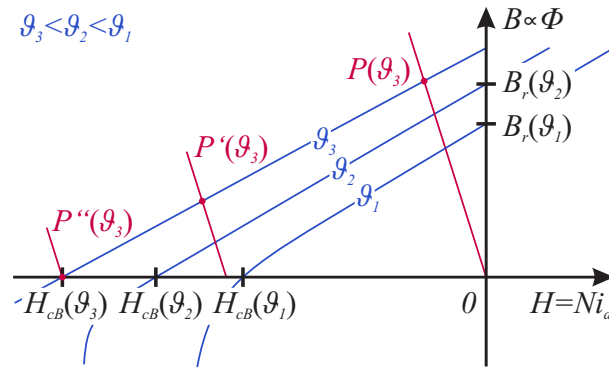


Abb. 5.9: Arbeitspunkt im Betrieb in der $B - H$ -Kurve aus Abb. 4.4 [Mey10]

bestimmt werden. Nun gibt es gemäß Abschnitt 4.1.2.2 für den Permanentmagneten allerdings zwei Temperaturfaktoren: α_{Br} und α_{Hc} . Für die Auswahl ist der Arbeitspunkt auf der Magnetkennlinie, der in Abb. 5.9 eingezeichnet ist, entscheidend. Dieser ergibt sich am Schnittpunkt P von Magnetkennlinie und Kennlinie des magnetischen Kreises [Mey10, Sch09]. Die Kennlinie des magnetischen Kreises wird durch (4.15) beschrieben, ihre Steigung

$$\frac{1}{R_{PM} + R_{AG} + R_{Fe,d}(\phi_d, \phi_q)} \quad (5.33)$$

ergibt sich aus den magnetischen Widerständen in d -Richtung. Die Kennlinie verläuft für $i_d = 0$ durch den Ursprung, für $i_d \neq 0$ verschiebt sie sich parallel entlang der H -Achse.

Für die Leerlaufspannung bei Temperatur ϑ_3 ergibt sich folglich genau der eingezeichnete Arbeitspunkt P . Da der Temperaturkoeffizient α_{Br} auf der B -Achse und α_{Hc} auf der H -Achse gilt, wird sich für α_{PM} ein Wert dazwischen ergeben. Im Regelfall wird der Leerlaufarbeitspunkt allerdings nahe bei der B -Achse liegen, sodass für der Temperaturkoeffizient α_{PM} näherungsweise mit α_{Br} für die Remanenzflussdichte abgeschätzt werden kann.

Für den Kurzschlussstrom sind die Abhängigkeiten komplexer. Zunächst soll auch hier von den linearen Gleichungen (5.17) und (5.18) ausgegangen werden, die die Größen L_d , L_q , ψ_{PM} und R_s enthalten. Bei den Induktivitäten L_d und L_q ist dabei nicht mit einer signifikanten Temperaturabhängigkeit zu rechnen¹. Der Widerstand des Kupferdrahtes R_s in den Wicklungen ist temperaturabhängig, für ihn gilt analog zu oben

$$R_s(\Delta\vartheta_{Cu}) = R_{s,0} [1 + \alpha_{Cu} \Delta\vartheta_{Cu}]. \quad (5.34)$$

Für den Temperaturkoeffizienten für Kupfer finden sich Werte von $\alpha_{Cu,0} = 0,39\%/K$ [Wal17] bis $\alpha_{Cu,0} = 0,43\%/K$ [ITM04] in der Literatur.

¹ Sind bei einer Maschine die Temperaturen von Stator und Rotor unterschiedlich, dann kann es zu thermischen Ausdehnungseffekten kommen [Spe14, Wal17]. Je wärmer das Eisen des Motors ist, desto mehr dehnt es sich aus. Ist daher zum Beispiel der Stator wärmer als der Rotor, so dehnt sich der Stator gegenüber dem Rotor stärker aus. Dies führt dazu, dass sich der Luftspalt in der Maschine vergrößert – mit den in Kapitel 4 gezeigten Auswirkungen auf die Induktivitäten und verketteten Flüsse. Damit sind auch Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom davon betroffen. Bei der Identifikation ist das Ziel jedoch immer, Stator und Rotor möglichst auf dieselbe Temperatur zu bringen, wodurch der Effekt vernachlässigt werden kann.

Für die Temperaturabhängigkeit des Permanentmagnetflusses ψ_{PM} kann die obige Gleichung (5.32) herangezogen werden. Theoretisch wird im Kurzschlussfall die Flussdichte im Magneten durch i_d zu null kompensiert, der Arbeitspunkt liegt am Schnittpunkt von Magnetkennlinie und H -Achse P'' in Abb. 5.9. Der Koeffizient α_{Hc} beschreibt dann den Temperatureinfluss. Tatsächlich wird der Fluss im Magneten selbst jedoch nicht null. Im Rotor kurzgeschlossene Flüsse und Streuflüsse im Luftspalt sind weiterhin vorhanden. Dazu kommt, dass im realen Kurzschlussfall selbst der Einfluss im Stator nicht verschwindet, da im Luftspalt das Kurzschluss-Drehmoment erzeugt wird. Auch hier wird der zu verwendende Temperaturkoeffizient zwischen α_{Br} und α_{Hc} liegen (Arbeitspunkt P'). Wo genau, ist schwierig zu ermitteln. Kritisch ist das insofern, als α_{Hc} für NdFeB um fast eine Größenordnung größer als α_{Br} sein kann.

Für eine Abschätzung des Temperatureinflusses auf den Kurzschlussstrom werden die Gleichungen (5.17) und (5.18) in Abhängigkeit der Temperatur formuliert:

$$i_{d,sc} = -\frac{\omega^2 L_q \psi_{PM} (\Delta \vartheta_{PM})}{R_s^2 (\Delta \vartheta_{Cu}) + \omega^2 L_d L_q} \quad (5.35)$$

$$i_{q,sc} = -\frac{\omega R_s (\Delta \vartheta_{Cu}) \psi_{PM} (\Delta \vartheta_{PM})}{R_s^2 (\Delta \vartheta_{Cu}) + \omega^2 L_d L_q}. \quad (5.36)$$

Mit einer überschlägigen Rechnung unter Vernachlässigung der Wicklungstemperatur ϑ_{Cu} und für eine konstante Drehzahl ergibt sich der Zusammenhang zwischen Strom und Permanentmagnetfluss als näherungsweise proportional. Diese vereinfachte Darstellung zeigt den Trend eines annähernd linearen Zusammenhanges zwischen Kurzschlussstrom und Magnettemperatur über α_{PM} . Übrig bleibt das Problem, dass der exakte Wert für α_{PM} speziell im Kurzschlussfall schwer zu ermitteln ist.

Der Einfluss der Wicklungstemperatur ϑ_{Cu} ist, wie der Wicklungswiderstand, abhängig von der Drehzahl der Maschine. Je größer die Drehzahl, desto unbedeutender wird der Term $R_s^2 (\Delta \vartheta_{Cu})$ im Nenner von (5.35) und (5.36). Für eine Drehzahl von 1000 1/min ergibt sich rechnerisch für die betrachteten Maschinen ein minimaler Einfluss in der Größenordnung von $-0,0005 \text{ \%}/\text{K}$. Dieser geringe Einfluss erscheint unter Berücksichtigung von Abb. 5.5b plausibel.

5.4.3.2 Messtechnische Überprüfung

Aufgrund der großen Unsicherheit bei der Berechnung der Temperaturabhängigkeiten werden diese für die Maschinen der Generation EM02 empirisch ermittelt. Der Koeffizient α_{PM} zur Korrektur der Leerlaufspannung wird als $\alpha_{PM,u}$ und der des Kurzschlussstroms als $\alpha_{PM,i}$ bezeichnet. Für die Messungen werden Maschinen mit Rotor- und Statortemperaturmessung herangezogen. Dabei kann die Statortemperatur als gute Näherung für die Wicklungstemperatur (ϑ_{Cu}) und die Rotortemperatur für die Magnettemperatur (ϑ_{PM}) verwendet werden.

Der Aufbau am Prüfstand entspricht möglichst dem System im Fahrzeug: Die E-Maschine wird extern gedreht, der Inverter ist DC-seitig nicht angeschlossen. Die AC-Ströme i_{AC} für die Kurzschlussstrom-Messung und die DC-Spannung U_{DC} für die Leerlaufspannungsmessung

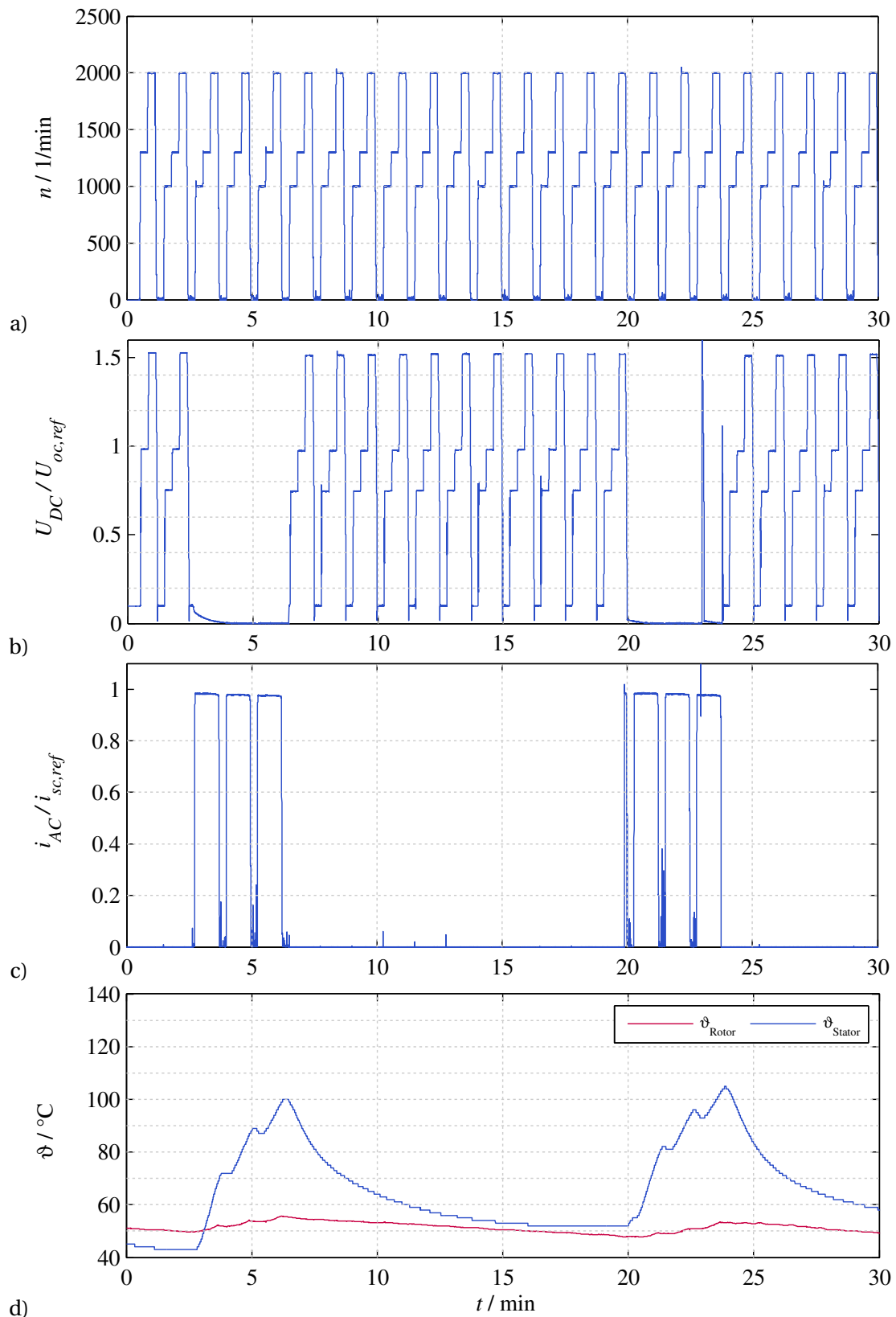


Abb. 5.10: Vermessung der Temperaturabhängigkeit von Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom: In einer Dauerschleife werden nacheinander verschiedene Drehzahlstufen angefahren. Dabei wird der Kurzschluss eingestellt, bis sich der Stator aufgeheizt hat. Danach wird dieser im Leerlauf langsam abkühlen lassen. Diese Prozedur wird für steigende Rotortemperaturen mehrfach wiederholt.

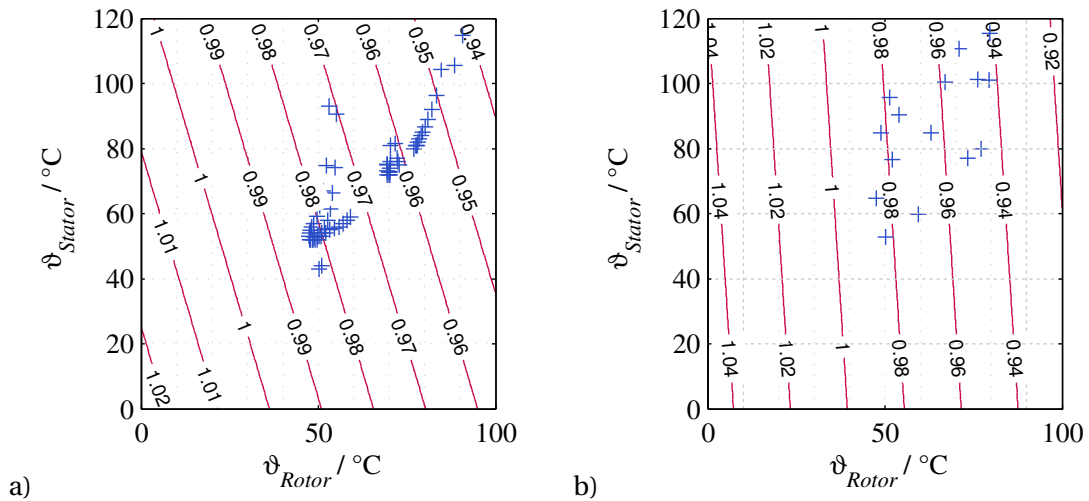


Abb. 5.11: Die vermessenen Punkte (blaue Marker) können für a) die Leerlaufspannung und b) den Kurzschlussstrom mit einer Ebene angenähert werden. Die Ebenen sind hier als Äquipotentiallinien dargestellt. Die Steigungen in Richtung der Stator- bzw. Rotor-temperatur sind die gesuchten Korrekturfaktoren für die Temperaturkorrektur.

werden sowohl mit den invertierten Sensoren als auch mit einem Leistungsmessgerät dauerhaft während des Prüflaufs erfasst.

Die ersten 30 min des Messverlaufs über den Zeitraum von insgesamt 120 min sind in Abb. 5.10 dargestellt. Die über die Lastmaschine eingestellte Drehzahl wechselt automatisch nach jeweils 20 s. Die nacheinander angefahrenen Drehzahlstufen für die Untersuchung liegen bei 0, 1000, 1300 und 2000 1/min. Unabhängig davon wird im Inverter abwechselnd Leerlauf und Kurzschluss eingestellt. Wird ein Kurzschluss eingestellt, so erwärmt sich der Stator durch den Strom relativ schnell. Erreicht die Statortemperatur ca. 100 °C, so wird der Kurzschluss aufgelöst und die Maschine im Leerlauf betrieben. In dieser Zeit fließt kein Strom mehr durch die Wicklung, sodass sich der Stator langsam wieder abkühlt. Kommt die Statortemperatur in die Nähe der Rotortemperatur, so wird wieder der Kurzschluss ausgelöst und die Prozedur wiederholt sich. Während der Messung steigt die Rotortemperatur ebenfalls langsam an.

Durch geeignete Nachbearbeitung können aus dem Messschrieb gezielt die benötigten Datenpunkte extrahiert werden. So werden alle DC-Spannungs-Werte aus den Zeiträumen mit Leerlaufbetrieb betrachtet und alle Strommesswerte aus den Zeiträumen mit Kurzschluss. Diese Auswertung wird für die unterschiedlichen Drehzahlstufen getrennt durchgeführt. Die gewonnenen Werte können schließlich als Funktion von Rotor- und Statortemperatur durch eine Ebenengleichung angenähert werden. Die Steigung der Ebene abhängig von der Rotortemperatur ist α_{PM} , die Steigung in Richtung Statortemperatur wird als α_{Stat} bezeichnet. In Abb. 5.11a ist die Ebene für die Leerlaufspannung, in Abb. 5.11b die für den Kurzschlussstrom dargestellt, jeweils bei einer Drehzahl von 1300 1/min.

Die Messung am Prüfstand wird mit zwei unterschiedlichen Maschinen der Generation EM02 durchgeführt, der Referenzmaschine und dem oberen Magnet-Grenzmuster. Um möglichst fahrzeugnahe Daten zu generieren, wird ein Serien-Inverter jeweils an die Maschinen angeschlossen. Für Drehzahlen von 1300 1/min werden die in Tabelle 5.1 eingetragenen Kor-

Tabelle 5.1: Aus den Messdaten extrahierte Korrekturfaktoren für Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom abhängig von Rotor- und Statortemperatur (alle Werte in %/K).

		Leerlaufspannung		Kurzschlussstrom	
		Rotor ($\alpha_{PM,u}$)	Stator (α_{Stat})	Rotor ($\alpha_{PM,i}$)	Stator (α_{Stat})
Theorie		-0,08 ... -0,15	0	-0,08 ... -0,9	-0,0005
Prüfstand	Referenz	-0,070	-0,018	-0,119	-0,007
	OG	-0,084	-0,012	-0,132	-0,004
Fahrzeug		-0,078	-0,002	-0,118	+0,006
Mittelwert der Messwerte		-0,077	-0,010	-0,123	-0,001

rekturfaktoren bestimmt². Zur Absicherung wird die Messung außerdem in einem Fahrzeug durchgeführt. Dazu steht ein Fahrzeug mit einem Spezialgetriebe zur Verfügung, mit dem über zusätzlich eingebrachte Messtechnik die Rotortemperatur erfasst werden kann. Wie die Messung im Fahrzeug genau abläuft, darauf wird in Abschnitt 5.5 im Detail eingegangen.

Die Korrekturfaktoren für die Abhängigkeit der Leerlaufspannung von der Rotortemperatur ($\alpha_{PM,u}$) passen gut zum oben hergeleiteten Theoriewert. Interessant ist, dass sich hier auch für die Abhängigkeit von der Statortemperatur (α_{Stat}) ein Wert ergibt. Eine mögliche Erklärung könnten die Ausdehnungseffekte in der Maschine sein (vgl. Fußnote 1 auf Seite 108). Der Wert ist allerdings deutlich kleiner als der Faktor für die Rotortemperatur. Für die Korrekturfaktoren des Kurzschlussstroms stößt die theoretische Betrachtung an Grenzen, umso wertvoller ist die Messung. Die erwartete Tendenz zeigt sich in den Messergebnissen: Für die Abhängigkeit $\alpha_{PM,i}$ von der Rotortemperatur ergeben sich größere Korrekturfaktoren als bei der Leerlaufspannung – ein Hinweis auf den Einfluss von α_{Hc} . Der Einfluss der Statortemperatur ist, wie erwartet, klein. Der mittlere Korrekturfaktor α_{Stat} entspricht 1 % Änderung des Stroms bei 1000 K Temperaturdifferenz. Die Tatsache, dass sich bei der Fahrzeugmessung ein anderes Vorzeichen ergibt als bei den Prüfstandsmessungen, deutet darauf hin, dass hier die Größenordnung des Messrauschens erreicht ist. Daher kann auf die Korrektur der Messwerte auf die Statortemperatur verzichtet werden.

5.5 Validierung der Vermessung im Fahrzeug

Das Messprinzip aus Abschnitt 5.4.1 wird für die Arbeit prototypisch in Fahrzeugen mit EM02 unter Verwendung der Serienkomponenten umgesetzt.

5.5.1 Vermessung

Der Ablauf wird von außen über einen Messrechner gesteuert, der gleichzeitig alle relevanten Größen vom CAN-Bus des Fahrzeugs ausliest und abspeichert.

² Die anderen Drehzahlen liefern ähnliche Ergebnisse. Die Ergebnisse der 1300 1/min-Messungen wurden gewählt, weil das auch die im Fahrzeug verwendete Drehzahl ist.

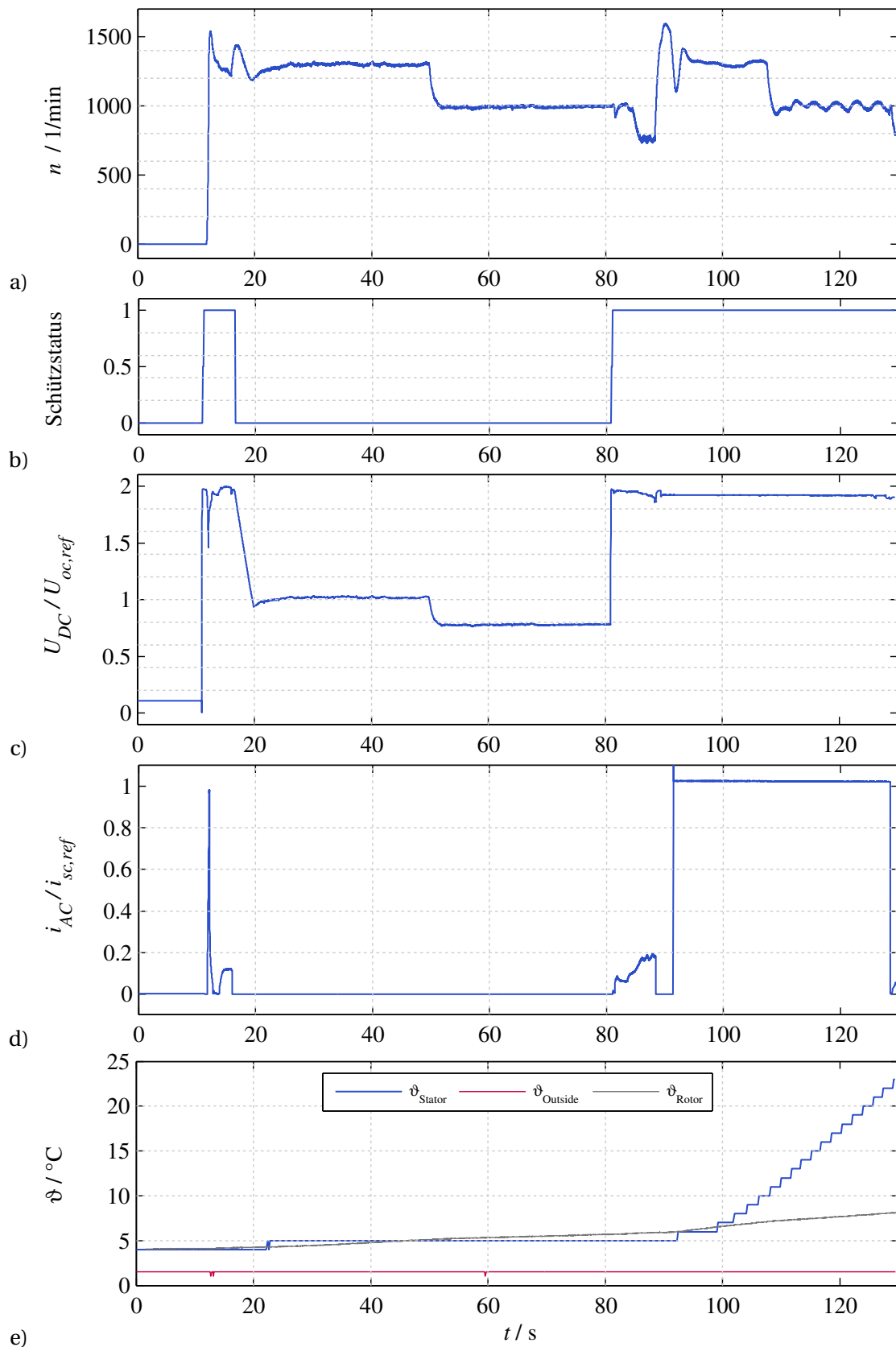


Abb. 5.12: Relevante Größen bei einer kombinierten Messung von Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom im Fahrzeug. Ab $t = 20$ s ist das Schütz geöffnet (Status=0) und die Leerlaufspannung ist gleichgerichtet im Zwischenkreis als U_{oc} sichtbar. Ab $t = 95$ s ist der Kurzschluss geschaltet, sodass der Kurzschlussstrom im Phasenstrom i_{AC} sichtbar wird.

In Abb. 5.12 ist eine komplette Messung mit den wichtigen Größen dargestellt. In Abb. 5.12a ist die Drehzahl n aufgetragen. Wenn die Messung gestartet wird, ist die Drehzahl noch null. Nach 11 s wird der Zündschlüssel gedreht, damit das HV-Schütz zugeschaltet und die Batterie mit dem Inverter verbunden. Erkennbar ist das sowohl am Schützstatus in Abb. 5.12b (1: Schütz geschlossen, 0: Schütz offen) als auch an der im Zwischenkreis gemessenen DC-Spannung U_{DC} in Abb. 5.12c. Diese steigt auf das Niveau der Batteriespannung an. Eine Sekunde später wird der Verbrennungsmotor durch die E-Maschine gestartet und der Antriebsstrang beginnt sich zu drehen. Erkennbar ist der Verbrennerstart auch am kurzzeitigen Einbruch der Zwischenkreisspannung sowie einer Stromspitze im Phasenstrom $i_{AC}/i_{sc,ref}$ in Abb. 5.12d. Das Fahrzeug befindet sich nun im Normalbetrieb im Leerlauf.

Am Zeitstempel von ca. 16 s wird aktiv das HV-Schütz wieder geöffnet und der Zwischenkreis von der Batterie getrennt. Fast zeitgleich wird der Inverter passiv geschaltet, im Zwischenkreis liegt nunmehr die gleichgerichtete Phasenspannung der Maschine an. Ab Sekunde 20 wird die Drehzahl vom Verbrennungsmotor auf 1300 1/min eingeregelt, nach kurzer Einschwingzeit ist sie stationär. Im Zwischenkreis kann nun die relevante Leerlaufspannung U_{DC} gemessen werden. Diese ist normiert auf den Referenzwert $U_{oc,ref}$ bei dieser Drehzahl. Ab der 50. Sekunde wird die Drehzahl des Verbrennungsmotors auf 1000 1/min abgesenkt und die Messung bei dieser Drehzahl wiederholt. In der Zwischenkreisspannung ist dabei schön die Proportionalität zur Drehzahl zu sehen.

Nach einer Gesamtdauer von 80 s wird die Messung beendet und das Schütz wieder geschlossen. Außerdem wird die Drehzahl wieder auf 1300 1/min angehoben. In der 91. Sekunde wird der Kurzschluss über die IGBTs des Inverters aktiviert. Innerhalb kurzer Zeit steigt der Phasenstrom i_{AC} an und erreicht Werte in der Nähe des erwarteten Referenzwertes $i_{sc,ref}$ für den Kurzschluss. Auch diese Messung wird bei 1000 1/min wiederholt, wobei sich der Stromwert erwartungsgemäß nur unwesentlich ändert.

Der beschriebene Messablauf kann in allen Entwicklungsfahrzeugen dieser Baureihe angewandt werden. Sechs verschiedene Fahrzeuge werden zur näheren Untersuchung ausgewählt. Zur Messwertaufnahme wird für jeden einzelnen Messpunkt ein Messrechner mit dem Fahrzeug verbunden. Zunächst wird vor dem Starten des Fahrzeugs die „Abstellzeit“ gespeichert, die die Zeitdauer, die das Fahrzeug mit abgeschaltetem Antriebsstrang abgestellt war, beinhaltet. Anschließend wird der oben beschriebene Messablauf automatisiert durchgeführt. Insgesamt werden auf diese Art über 250 einzelne Datenpunkte gesammelt.

Werden die so gewonnenen Daten nach Abstellzeit sortiert aufgetragen, so ergibt sich die Darstellung in Abb. 5.13. Abb. 5.13a zeigt die Daten der einzelnen Kurzschlussstrom-Messpunkte bei 1300 1/min, bezogen auf den Referenzwert $i_{sc,ref}$, Abb. 5.13b enthält die Leerlaufspannungs-Messwerte, bezogen ihren Referenzwert $U_{oc,ref}$. Die Daten für die Messungen bei 1000 1/min sind bis auf Messunsicherheiten redundant, weshalb auf eine gesonderte Darstellung verzichtet wird. Da für kurze Abstellzeiten sehr viele Messpunkte aufgezeichnet sind, wird eine halblogarithmische Darstellung gewählt.

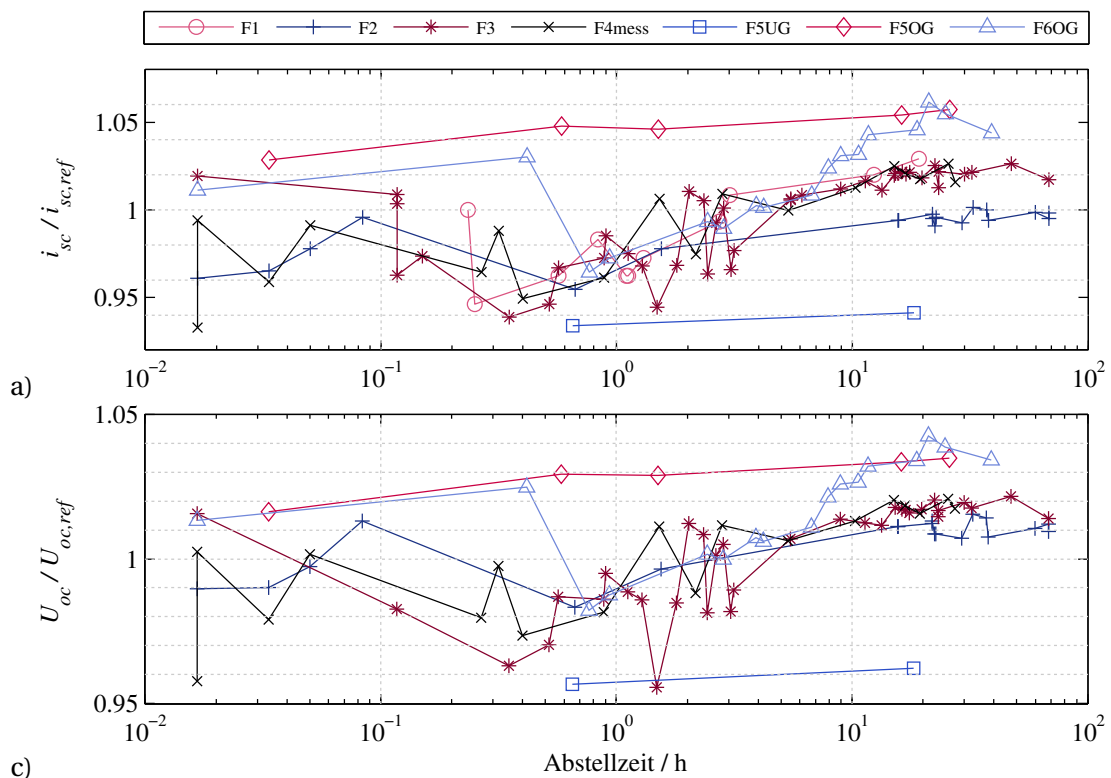


Abb. 5.13: Messpunkte in verschiedenen Fahrzeugen aufgenommen und über der Abstellzeit aufgetragen: a) für Kurzschlussstrom sowie für b) die Leerlaufspannung. Die verschiedenen Marker stellen individuelle Fahrzeuge dar. Die einzelnen Messpunkte sind unabhängig voneinander aufgenommen. Die Verbindungslinien symbolisieren lediglich die Zugehörigkeit zu demselben Fahrzeug, sie stellen keine zeitliche Abfolge dar.

Die Fahrzeuge sind dabei durch die in der Legende in Abb. 5.13a angegebene Nummer identifizierbar (F1 bis F6). Aus den Messungen der unterschiedlichen Fahrzeuge ergeben sich zusätzliche Erkenntnisse:

F1, F2 und F3: Diese Fahrzeuge haben „normale“ Maschinen, die einer gewissen (ungeplanten) Serienstreuung unterliegen. Diese Serienstreuung zeigt sich durch die leichten Abweichungen der Messdaten von Fahrzeug zu Fahrzeug.

F4mess: Die Maschine dieses Fahrzeugs entspricht den in F1, F2 und F3. Allerdings ist es das oben bereits erwähnte Fahrzeug mit dem Spezialgetriebe, bei dem die Rotortemperatur erfasst werden kann. In Abb. 5.13 ist der Punkt, der für dieses Fahrzeug bei 15 h Abstellzeit liegt, genau die in Abb. 5.12 gezeigte Messung.

F5UG: Die E-Maschine in diesem Fahrzeug ist ein unteres Grenzmuster mit reduzierter Remanenzflussdichte. Als die im Rahmen der Promotion am Prüfstand vermessenen Grenzmuster-Maschinen (siehe Abschnitt 4.5.3) aufgebaut wurden, wurden zusätzlich zwei untere und zwei obere Grenzmuster zum Einbau in Fahrzeuge gefertigt. Die Maschinen sind

somit nicht dieselben wie die am Prüfstand getesteten. Die Rotoren dürfen aufgrund ihres identischen Fertigungsdatums dennoch als sehr ähnlich angesehen werden, auch, weil die Magnete derselben Charge entstammen.

F6OG: Analog zum F5UG ist die E-Maschine hier ein oberes Grenzmuster mit erhöhter Remanenzflussdichte. Durch die beiden Grenzmuster kann die Identifikation somit über die komplette Spannbreite der Abweichungen im Fahrzeug getestet werden. Dabei bestätigt sich die Erwartung aus Abschnitt 5.2.1: Durch die Abweichung der Remanenzflussdichte ergeben sich entsprechende Abweichungen sowohl in der Leerlaufspannung als auch im Kurzschlussstrom.

F5OG: Bevor Fahrzeug 5 auf ein *unteres* Grenzmuster umgebaut wurde (F5UG), wurde es mit einem *oberen* Grenzmuster ausgestattet. Auf diese Art ist der direkte Vergleich zwischen zwei Maschinen mit annähernd identischen Rotoren möglich (F5OG und F6OG). Die beiden Statoren wurden völlig unabhängig voneinander gefertigt. Es ist daher denkbar, dass zwischen den beiden Unterschiede bestehen. Ein Indiz für derartige Unterschiede findet sich beim Vergleich der Messpunkte: Der Kurzschlussstrom der beiden Maschinen in Abb. 5.13a ist beinahe exakt identisch, die Leerlaufspannung in Abb. 5.13b hingegen leicht unterschiedlich. Dies deckt sich mit der in Abschnitt 5.2.1 hergeleiteten Beziehung: Während bei einer Remanenzflussabweichung Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom beeinträchtigt würden, bewirkt eine Abweichung des Luftspaltes vor allem eine Veränderung der Leerlaufspannung.

Bei der Betrachtung der Messpunkte in Abb. 5.13 fällt ein Zusammenhang auf: Je größer die Abstellzeit, also je länger das Fahrzeug in Ruhe gestanden hat, desto stabiler scheint der Messwert. Der Grund liegt in der Temperaturabhängigkeit der Messung. In Abschnitt 5.4.3 wird der Einfluss v.a. der Rotor- bzw. Magnettemperatur klar. Innerhalb der Abstellzeit rotiert die E-Maschine nicht, es fließt kein Strom und es wird keine Energie in die Maschine eingebracht. In dieser Zeit erfolgen thermische Ausgleichsvorgänge in der Maschine ungestört: Ohne äußeren Energieeintrag strebt ein thermisches System immer hin zu möglichst ausgeglichenen Temperaturverhältnissen. Daher ist davon auszugehen, dass sich die Temperaturen von Rotor und Stator über die Zeit immer mehr der Außentemperatur annähert. Da die Ausgleichsvorgänge zunächst schnell und über die Zeit immer langsamer ablaufen, begründet dies auch die halblogarithmische Darstellung der Messpunkte in Abb. 5.13. Nach langen Abstellzeiten ist die korrigierte Messung wiederholbar und liefert immer dasselbe Ergebnis – dies gilt jedoch nur bei gleichbleibender Außentemperatur. Damit ist eindeutig, dass die Messwerte von Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom korrigiert werden müssen, um sie vergleichbar zu machen.

5.5.2 Messung unter Berücksichtigung der Rotortemperatur

Kritisch für eine Temperaturkorrektur ist, dass die Rotortemperatur ϑ_{Rotor} im Serienfahrzeug nicht gemessen werden kann. In der Literatur sind Möglichkeiten zur Schätzung der

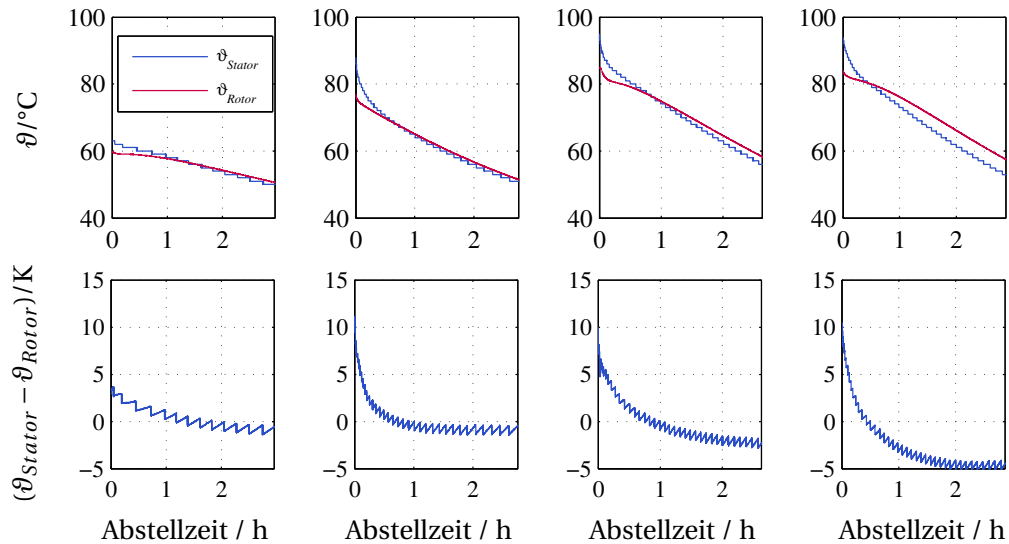


Abb. 5.14: Abkühlverhalten von Rotor und Stator im Fahrzeug: Stator- und Rotortemperatur nähern sich einander relativ schnell an. Die jeweils übereinander stehenden Teilbilder gehören zusammen und beziehen sich auf dieselbe Zeitachse. Insgesamt sind damit vier unabhängige Messungen nebeneinander abgebildet. Der „Rippel“ der Differenztemperatur begründet sich durch die Wertediskretisierung der Statortemperatur (Schrittweite 1 K)

Permanentmagnet-Temperatur gegeben, wie z. B. eine thermische Modellierung oder ein Temperaturbeobachter [Spe14, Hub16, Wal17]. Die Methoden sind allerdings einerseits komplex in der Implementierung und Berechnung im Mikrocontroller, andererseits teilweise selbst abhängig von produktionsbedingten Abweichungen und potentiell fehlerbehaftet. Ihr Einsatz muss sorgfältig geprüft werden. Hier vorgeschlagen werden daher drei alternative Vorgehensweisen, die ohne komplexe Modellierung auskommen. Sie basieren auf der Idee, unter bestimmten Voraussetzungen gemessene Temperaturen aus dem Umfeld des Rotors als Näherung für seine Temperatur heranzuziehen.

5.5.2.1 Temperatenausgleich über Zeit

Bei dieser Herangehensweise wird die in aller Regel im Fahrzeug gemessene Statortemperatur ϑ_{Stator} als Schätzwert $\hat{\vartheta}_{Rotor}$ für die Rotortemperatur verwendet:

$$\hat{\vartheta}_{Rotor} = \vartheta_{Stator}. \quad (5.37)$$

Sowohl EM01 als auch EM02 sind so ausgelegt, dass sich der Stator im Betrieb stärker erwärmt als der Rotor. Wann immer das Fahrzeug abgestellt wird, ist die Statortemperatur daher größer oder gleich der Rotortemperatur. Nach dem Abstellen wird also über die Zeit Wärmeenergie vom Stator auf den Rotor übergehen, bis die beiden gleich warm sind. Damit diese Annahme valide ist, darf die Messung erst nach einer gewissen Mindest-Abstellzeit durchgeführt werden.

In Abb. 5.12e sind die ermittelten Temperaturen während der Messwertaufnahme dargestellt. Die Stator- ϑ_{Stator} und die Außentemperatur $\vartheta_{Outside}$ stehen auch im normalen Serienfahrzeug zur Verfügung. Bei dieser Messung liegt auch die Rotortemperatur ϑ_{Rotor} als Messgröße

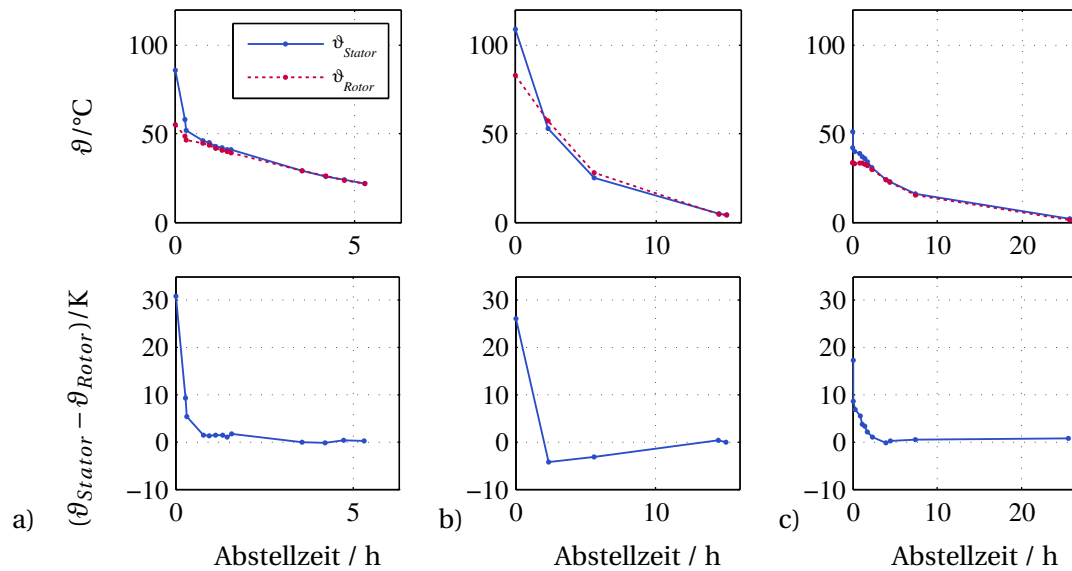


Abb. 5.15: Abkühlverhalten gemäß Abb. 5.14 über einen verlängerten Zeitraum aufgezeichnet

vor, da sie im Fahrzeug mit dem Spezialgetriebe durchgeführt wird. Es zeigt sich, dass Stator- und Rotortemperatur durch eine hinreichend lange Abstellzeit zu Beginn tatsächlich exakt gleich sind. Während der Leerlaufmessung steigen die Temperaturen nur unwesentlich – und gemeinsam – an. Damit ist für diese Messung die Annahme aus (5.37) erfüllt und die Stortemperatur kann als Schätzung für die Rotor- bzw. Magnettemperatur dienen. Anders verhält es sich bei der Kurzschlussstrommessung. Durch den hohen Strom wird die Wicklung stark erwärmt, während die Rotortemperatur nur langsam ansteigt. Hier wird zur Schätzung der Rotortemperatur die des Stators *zu Beginn der Messung* herangezogen. Auf Basis dessen kann eine valide Temperaturkorrektur aller Messwerte durchgeführt werden.

Um einen Anhaltspunkt bezüglich der notwendigen Wartezeit zu bekommen, wird das Abkühlverhalten im Fahrzeug empirisch ermittelt. Zur Aufnahme der Daten kommt wieder das Fahrzeug mit dem Spezialgetriebe zur Rotortemperaturmessung zum Einsatz. In Abb. 5.14 dargestellt sind die Stator- und Rotortemperatur sowie die Differenz zwischen den beiden für vier verschiedene Messläufe. Es zeigt sich, dass sich bereits innerhalb der ersten Stunde nur noch eine maximale Temperaturabweichung von $\pm 5 \text{ K}$ ergibt. Interessant ist dabei, dass der Stator zu Beginn des Abkühlvorgangs zwar in jedem Fall heißer ist, in einigen Fällen im Vergleich zum Rotor jedoch so viel schneller abkühlt, dass die Temperaturdifferenz $\vartheta_{Stator} - \vartheta_{Rotor}$ negativ wird. Für eine präzise Temperaturkorrektur ist das Temperaturfenster von $\pm 5 \text{ K}$ allerdings nicht ausreichend. Überschlüssig (gemäß Tabelle 5.1) bedeutet ein derart großes Temperaturfenster noch eine Korrekturwertabweichung von bis zu $\pm 0,5 \%$. Daher sind in Abb. 5.15 Abkühlkurven über einen längeren Zeitraum dargestellt. Da eine lange Messung am Fahrzeug aufwändig ist, werden die Messdaten lediglich an einzelnen Zeitpunkten aufgezeichnet. Es zeigt sich, dass sich die Temperaturen tatsächlich im weiteren Verlauf immer weiter annähern. Wenn Stator und Rotor nach ca. 15-20 h auf Umgebungstemperatur abgekühlt sind, ist die Temperaturdifferenz am geringsten. Zu berücksichtigen ist jedoch, dass sich innerhalb derart langer Zeiträume je nach Fahrzeugstandort auch die Umgebungstemperatur ändern kann – was seinerseits Differenzen zwischen Stator- und Rotortemperaturen hervorrufen kann.

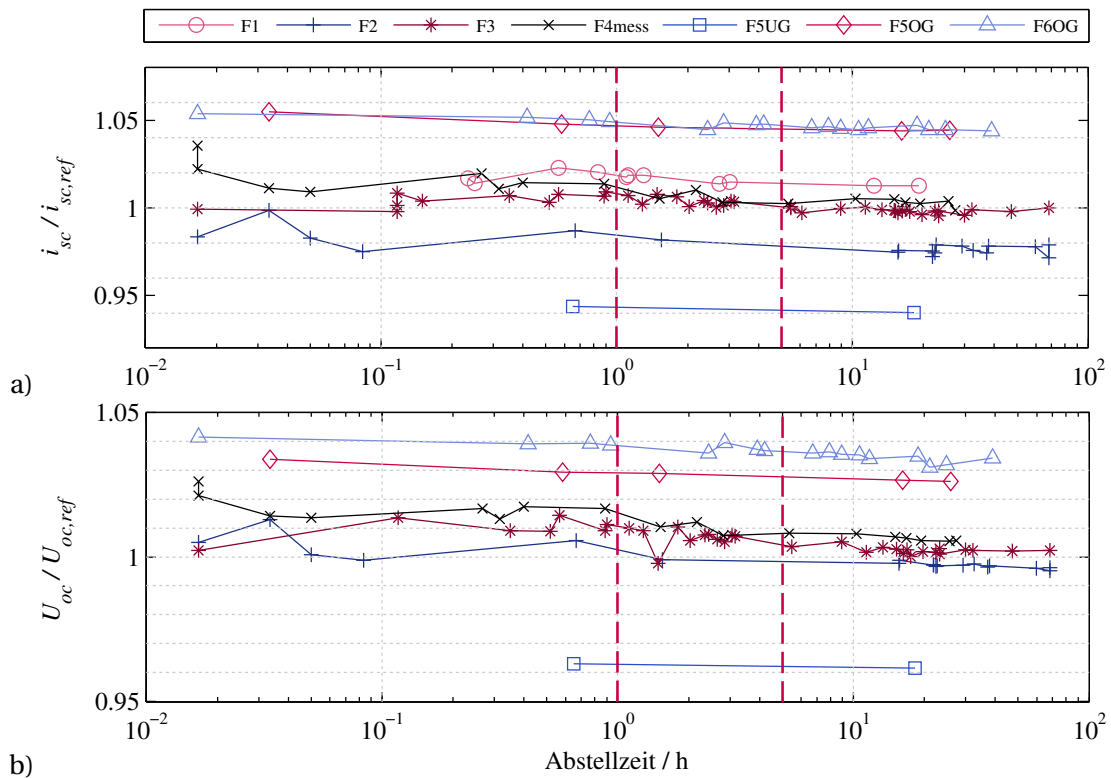


Abb. 5.16: Messpunkte aus Abb. 5.13 mit Temperaturkorrektur über der Abstellzeit aufgetragen: a) Kurzschlussstrom und b) Leerlaufspannung. Die Rotortemperatur wird dabei über $\hat{\vartheta}_{Rotor} = \vartheta_{Stator}$ geschätzt. Gegenüber Abb. 5.13 sind die Werte deutlich stabiler. Je länger die Abstellzeit, desto besser trifft diese Näherung zu.

In Abb. 5.16 sind die Messpunkte aus Abb. 5.13 mit einer Korrektur auf die Statortemperatur dargestellt. Sie werden gemäß (5.32) zu

$$U_{oc} = U_{oc}(\hat{\vartheta}_{Rotor}) / [1 + \alpha_{PM,u} (\hat{\vartheta}_{Rotor} - 20^\circ\text{C})] \quad (5.38)$$

$$i_{sc} = i_{sc}(\hat{\vartheta}_{Rotor}) / [1 + \alpha_{PM,i} (\hat{\vartheta}_{Rotor} - 20^\circ\text{C})] \quad (5.39)$$

berechnet. Darin ist $U_{oc}(\hat{\vartheta}_{Rotor})$ der bei der geschätzten Rotortemperatur $\hat{\vartheta}_{Rotor}$ gemessene Spannungswert und U_{oc} sein korrigiertes Pendant. Die Referenztemperatur, auf die korrigiert wird, beträgt 20°C . Analog kann der Kurzschlussstrom mit (5.39) korrigiert werden.

Dabei zeigt sich, dass die Messpunkte nach der Korrektur kaum noch voneinander abweichen. Ist die Abstellzeit allerdings zu kurz, so ist die Annahme (5.37) noch nicht erfüllt und die Korrektur nicht optimal. Generell bestätigt sich jedoch auch hier für EM02 eine Untergrenze für die Abstellzeit von 1 h, die vor einer Messung mindestens eingehalten werden sollte (linke rote Linie in Abb. 5.16). Genauer wird die Korrektur, wenn mindestens 5 h gewartet wird (rechte rote Linie in Abb. 5.16).

5.5.2.2 Temperatenausgleich mit der Umgebung

Allerdings ist der Fall denkbar, in dem das Fahrzeug nur ganz kurz gestartet wird, ohne dass dem Antriebsstrang nennenswerte Leistung abverlangt wird – und folglich ohne dass sich

die E-Maschine signifikant erwärmt. Wird das Fahrzeug nun abgestellt, so würde eine rein zeitbasierte Vorschrift eine lange Abstellzeit fordern, ohne dass diese tatsächlich benötigt wird. Ein zweites mögliches Kriterium für die Magnettemperaturschätzung nach (5.37) ist die Differenz von Stator- zu Umgebungstemperatur

$$\Delta\vartheta_{Stat-Out} = \vartheta_{Stator} - \vartheta_{Outside}. \quad (5.40)$$

Wird der Antriebsstrang kurz gestartet und wieder abgestellt, bevor sich der Stator gegenüber der Umgebung signifikant erwärmt, so kann das über die Differenz $\Delta\vartheta_{Stat-Out}$ detektiert werden.

Die zugrunde liegende Überlegung ist, dass der thermische Widerstand im Übergang von Stator zu Rotor geringer ist als der hin zur umgebenden Luft. Wenn sich der Antriebsstrang so weit abgekühlt hat, dass die im Stator ermittelte Temperatur der Umgebungstemperatur entspricht, dann kann davon ausgegangen werden, dass auch innerhalb der Maschine bereits ausgeglichene Temperaturverhältnisse herrschen. Als Nachweis dient hier noch einmal Abb. 5.15: Die Umgebungstemperatur für die Messungen liegt zwischen 0 °C und 10 °C. Diesen Wert erreichen die Temperaturen in der E-Maschine erst nach 15-20 Stunden, während die Differenz zwischen Stator- und Rotortemperatur bereits deutlich früher klein wird. In Abb. 5.17b sind die Messpunkte für den korrigierten Kurzschlussstrom aus Abb. 5.16a umsortiert und über die Differenz $\Delta\vartheta_{Stat-Out}$ aufgetragen. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird auf die Darstellung der Leerlaufspannungs-Messungen aus Abb. 5.16 verzichtet, prinzipiell verhalten diese sich ähnlich. Klar ersichtlich ist hier: Je kleiner die Differenz $\Delta\vartheta_{Stat-Out}$, desto geringer ist die Schwankung der Messung. Als Grenze kristallisiert sich eine maximale Abweichung von 10-20 K heraus.

Nicht überraschend ist der Zusammenhang aus Abb. 5.17a zwischen der Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta_{Stat-Out}$ und der Abstellzeit. Je geringer die Differenz sein soll, desto länger muss das Fahrzeug in der Regel dafür abgestellt sein. Dennoch kann es den Fall geben, in dem das Fahrzeug beispielsweise nur ganz kurz gefahren worden ist, sodass sich der Antriebsstrang nicht stark erwärmt hat. Dann kann auch nach kurzer Zeit bereits eine Messung wieder möglich sein – was über $\Delta\vartheta_{Stat-Out}$ erkannt wird.

5.5.2.3 Gezielte thermische Konditionierung

Die beiden vorgestellten Verfahren stoßen an Grenzen, falls beispielsweise direkt nach einer Fahrt gemessen werden soll. Dann müsste das Fahrzeug längere Zeit stehen, was oft nicht akzeptabel ist.

Bei Maschinen, deren Rotor aktiv gekühlt ist, gibt es eine dritte Möglichkeit: Die Maschine kann im Vorfeld der Messung temperiert werden. Wird Wasser oder Öl einer definierten Temperatur durch die Maschine geleitet, so wird die Maschine mit der Zeit diese Temperatur annehmen. Alle betrachteten Maschinen dieser Arbeit sind ölgekühlt. Durch ihre Anordnung im Getriebe werden die Rotoren mit Getriebeöl durchströmt, dessen Temperatur durch Sensorik ermittelt wird.

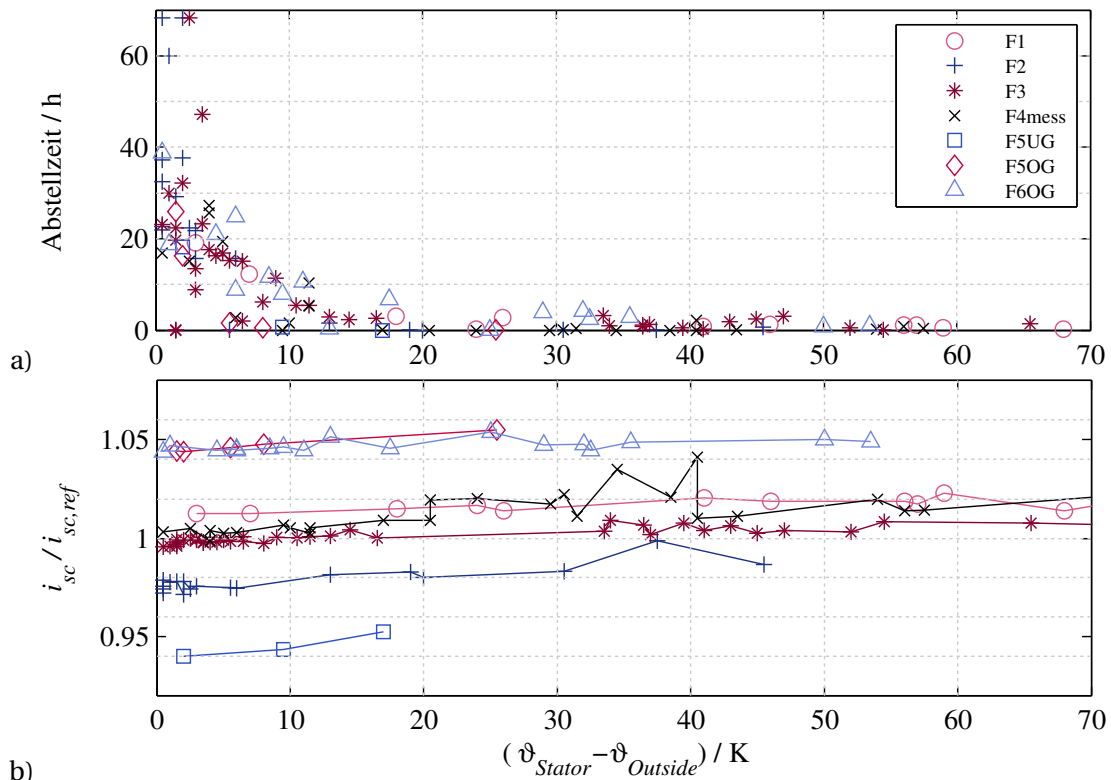


Abb. 5.17: Als alternatives oder ergänzendes Kriterium für eine valide Messung kann die Differenz zwischen Stator- und Außentemperatur $\vartheta_{Stator} - \vartheta_{Outside}$ genutzt werden. a) Der Zusammenhang mit Abb. 5.16 ist eindeutig: Je geringer die Temperaturdifferenz sein soll, desto länger muss das Fahrzeug dafür abgestellt gewesen sein. b) Alternativ zu Abb. 5.16 können die Messwerte auch in Abhängigkeit dieser Temperaturdifferenz aufgetragen werden, wie am Beispiel der korrigierten Strommesswerte gezeigt.

Die thermischen Zeitkonstanten des Konditioniervorgangs sind individuell für die Maschinen-Generation. Für die EM02 wird dazu nach einer Fahrt, die die E-Maschine aufgeheizt hat, eine Dauer-Leerlaufmessung durchgeführt. Die Maschine wird für mehrere Minuten vom Verbrennungsmotor bei einer konstanten Drehzahl gehalten, während die IGBTs ausgeschaltet sind und das Batterieschütz offen ist. Damit kann der Verlauf der Leerlaufspannung über die Zeit aufgezeichnet werden. Abb. 5.18 zeigt vier solcher „aktiven“ Abkühlkurven, aufgezeichnet mit dem Fahrzeug mit Magnettemperatur-Messtechnik F4mess. Die beiden jeweils übereinander angeordneten Teilbilder gehören zusammen: Das obere Teilbild zeigt Temperaturverläufe und das untere Teilbild die zugehörigen Spannungen. An den Verläufen von Öltemperatur (ϑ_{Oil}) und Rotortemperatur (ϑ_{Rotor}) ist erkennbar, dass sich die beiden innerhalb von 5-10 Minuten stark aufeinander zubewegen – der Rotor nimmt die Temperatur des Kühlmediums an. Im unteren Teilbild ist dargestellt, was dies im Bezug auf die Korrektur bewirkt. Die drei Verläufe zeigen den Rohwert der Spannungsmessung („unkorr“), den auf die tatsächliche Rotortemperatur ϑ_{Rotor} korrigierten Spannungswert („korr, ϑ_{Rotor} “) und schließlich den auf die Öltemperatur ϑ_{Oil} korrigierten Spannungswert („korr, ϑ_{Oil} “). Korrigiert wird über (5.38) mit der Bezugstemperatur von 20 °C – so erklärt sich auch die große Differenz zwischen den unkorrigierten und den korrigierten Werten. Es zeigt sich, dass bereits nach 5-10 Minuten die Annahme der Öltemperatur als Schätzwert für die Rotortemperatur valide ist.

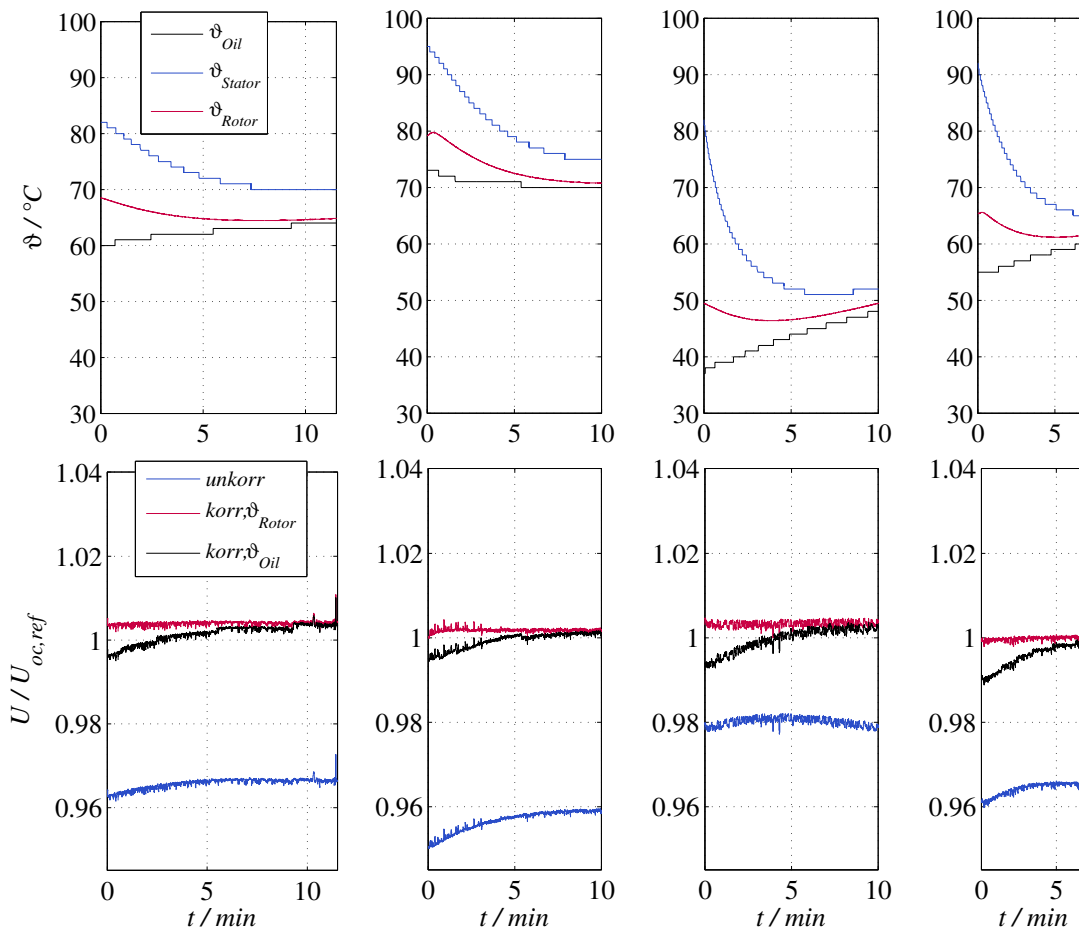


Abb. 5.18: Verlauf der Temperaturen im System und der Leerlaufspannung während einer aktiven Kühlphase. Die jeweils übereinander stehenden Teilbilder gehören zusammen und beziehen sich auf dieselbe Zeitachse. Insgesamt sind damit vier unabhängige Messungen nebeneinander abgebildet.

5.6 Fazit

Die Messung von Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom identifizieren zwei aussagekräftige Punkte im i_d/i_q -Kennfeld. Eine Abweichung im Remanenzfluss bewirkt eine Veränderung beider Arbeitspunkte, während eine Abweichung im Luftspalt nur die Leerlaufspannung beeinflusst. Beide Messungen können im Fahrzeug im verbauten Zustand des Systems durchgeführt werden. Dafür ist die Kenntnis der Rotortemperatur nötig, die nicht gemessen wird. Drei alternative Methoden können zur Schätzung der Rotortemperatur verwendet werden: War das Fahrzeug über einen Zeitraum von mehr als 5 h abgestellt oder beträgt der Unterschied zwischen Stator- und Umgebungstemperatur weniger als 10-20 K, so kann direkt gemessen werden. Die Statortemperatur wird dabei als Schätzwert für die Rotortemperatur verwendet. Wurde das Fahrzeug unmittelbar zuvor bewegt und ist die E-Maschine daher in einem unklaren thermischen Zustand, so kann die Maschine für 5-10 Minuten vortemperiert werden. Danach wird die Temperatur des Kühlmittels, das den Rotor durchströmt, als Schätzung herangezogen.

6 Methodik der Kompensation produktionsbedingter Abweichungen

Das finale Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Kompensation produktionsbedingter Abweichungen in der elektrischen Maschine. Dazu werden die Erkenntnisse zu Veränderungen der Maschinen-Charakteristika aus der Sensitivitätsanalyse in Kapitel 4 mit den Methoden zur Identifikation von Abweichungen in einzelnen Systemen in Kapitel 5 kombiniert.

6.1 Stand der Technik und Methodenübersicht

In der Literatur finden sich wenige Arbeiten, die sich mit Kompensationsverfahren für produktionsbedingte Abweichungen in Maschinen beschäftigen. Eine mögliche Herangehensweise ist eine Online-Parameteranpassung [KDS15]. Dabei werden diverse Maschinengrößen, wie Wicklungswiderstand, Induktivitäten und Permanentmagnetfluss während des Betriebs geschätzt. Für ihre Implementierung werden einige Betriebsgrößen benötigt: Neben Phasenströmen und Rotorwinkel sind zusätzlich die Phasenspannungen essentiell. Bei automobilen Anwendungen werden die Phasenspannungen in der Regel nicht messtechnisch erfasst. Prinzipiell ist es möglich, diese aus der Zwischenkreisspannung und der Ansteuerung der Pulsweitenmodulation (PWM) zu ermitteln [Spe14]. Allerdings ist dazu eine genaue Kenntnis des Inverter-Schaltverhaltens notwendig, das ebenfalls durch die Produktion der Halbleiter beeinflusst wird. Die Kenntnis der Phasenspannung ist auch für die Funktion der in [LTH14] vorgeschlagenen Struktur nötig. Auf Basis von Drehzahl und Phasenspannung erfolgt hier eine Drehmomentschätzung, die mit produktionsbedingten Abweichungen umgehen kann.

Es existieren jedoch Kompensationsverfahren, die keine Kenntnis der Phasenspannung erfordern, in einem etwas anderen Kontext: Der Einfluss von Temperatureffekten in den Permanentmagneten wirkt sich ähnlich aus wie eine Abweichung in Folge der Produktion. In [RLN⁺04] wird das Drehmoment aus den eingeregelter Strömen unter Berücksichtigung der Magnettemperatur geschätzt. Ein geschlossener Regelkreis mit einem PI-Regler verändert die Ströme so, dass das Soll-Drehmoment eingeregelt wird und die Drehmomentgenauigkeit steigt. Dabei werden allerdings Einflüsse einer suboptimalen Ansteuerung des Antriebs auf dessen Effizienz vernachlässigt. Dies wird in [WB13] berücksichtigt und eine wirkungsgradoptimale Struktur vorgeschlagen. Diese hat allerdings den Nachteil, Wertetabellen mit bis zu vier Dimensionen zu benötigen. Derartige mehrdimensionale Wertetabellen sind speicher- und rechenintensiv.

In diesem Kapitel werden die im Rahmen der Arbeit entwickelten Verfahren vorgestellt. Im Gegensatz zu den oben genannten Ansätzen sind diese in der Lage, sowohl die wesentlichen

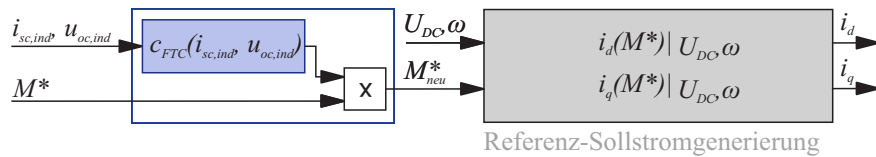


Abb. 6.1: Erweiterung der Sollstromgenerierung aus Abb. 2.13 auf die FTC durch Multiplikation des Soll-Drehmomentes mit einem auf die individuelle Maschine angepassten Faktor

produktionsbedingten Abweichungen der Maschine, als auch Temperatureffekte zu kompensieren. Außerdem können auch sättigungsbedingte Nichtlinearitäten berücksichtigt werden und der Wirkungsgrad wird maximiert. Dabei sind die Verfahren robuster gegenüber Abweichungen im Inverter als Verfahren, die die AC-Spannung benötigen. Im Einzelnen werden vier verschiedene Verfahren vorgestellt: Die Factor Torque Compensation (FTC, Abschnitt 6.2) ist eine einfache Implementierung, die jedoch die im Vergleich geringste Drehmomentgenauigkeit erreicht und nicht wirkungsgradoptimal ist. Die Parallel Torque Compensation (PTC, Abschnitt 6.4) ist genauer und wirkungsgradoptimal, jedoch hinsichtlich Implementierung und Prozessorlast das aufwändigste Verfahren. Die Iterative Torque Control (ITC, Abschnitt 6.5) bietet die Vorteile der PTC bei gleichzeitiger Reduktion der Ressourcennutzung. Der Nachteil der ITC ist eine Rückwirkung auf die Dynamik der Drehmomentsteuerung. Mit der Consecutive Torque Control (CTC, Abschnitt 6.6), einer Variation der ITC, werden diese Nachteile überwunden. Die Wirksamkeit aller Verfahren wird durch Messergebnisse am Prüfstand belegt.

6.2 Factor Torque Compensation (FTC)

In Kapitel 4 wird ersichtlich, welche Fehler im Drehmoment auftreten, wenn die auf eine Referenzmaschine angepasste Regelung zum Betrieb einer individuellen Maschine mit signifikanten Abweichungen herangezogen wird. Diese Drehmomentfehler-Charakteristika aus Abb. 4.7b und Abb. 4.8b werden in einem ersten Ansatz verwendet, um ein Kompensationsverfahren abzuleiten. Die Struktur ist in Abb. 6.1 dargestellt. Sie leitet sich von der konventionellen Sollstromgenerierung ab. Dieser konventionellen Struktur, die in Abb. 2.13 gezeigt ist, wird eine Multiplikation des Soll-Drehmomentes mit dem Faktor c_{FTC} vorangestellt. Dieser Faktor ist dabei namensgebend für die Struktur: Factor Torque Compensation (FTC). Ist beispielsweise eine Maschine produktionsbedingt schwächer als die Referenz, so wird mit einem Faktor $c_{FTC} > 1$ das Soll-Drehmoment angehoben und die Maschine dadurch mit einem angehobenen Sollstrom angesteuert. Dies bewirkt eine Erhöhung des Drehmomentes an der Abtriebswelle und damit die gewünschte Kompensation.

Die Implementierung des Verfahrens nach Abb. 6.1 ist einfach. Dadurch ist auch der Ressourcenverbrauch auf dem Mikrocontroller sowohl hinsichtlich Speicher als auch hinsichtlich Rechenzeit gering. Weniger trivial hingegen ist die Ableitung des Faktors c_{FTC} aus den in Kapitel 5 vorgestellten Identifikationsgrößen Kurzschlussstrom i_{sc} und Leerlaufspannung u_{oc} der individuellen Maschine. Die beiden Größen haben zwar eine direkte Bedeutung hinsichtlich der verketteten Flüsse in der Maschine, der Zusammenhang mit dem Drehmoment ist hingegen nichtlinear.

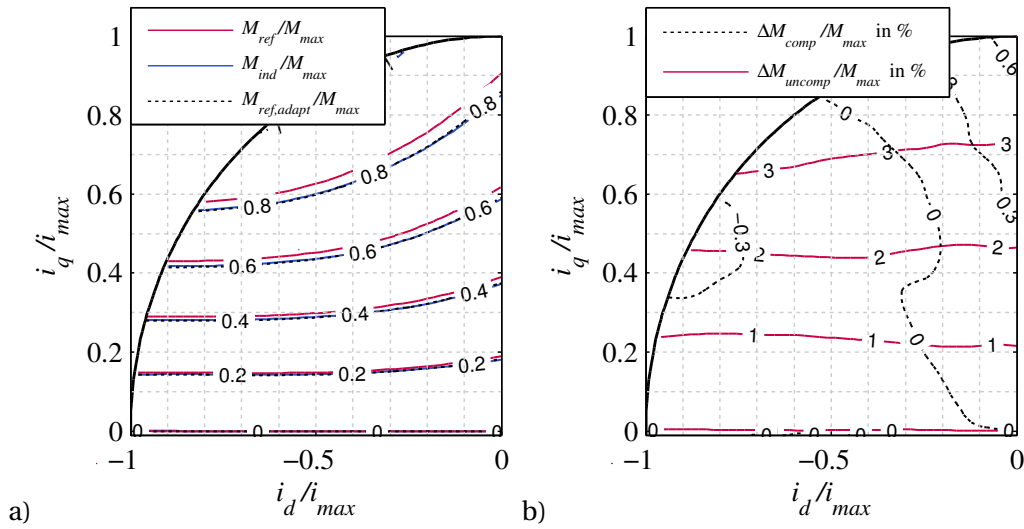


Abb. 6.2: Vergleich von mittels FEA simulierten Drehmomenten in i_d/i_q von Referenzmaschine (rot) und individueller Maschine mit erhöhter Remanenzflussdichte (blau) der Generation EM02. Mit der FTC kann die Drehmomentgenauigkeit deutlich erhöht werden. a) Absolute Drehmomente abhängig von i_d und i_q , b) Drehmomentfehler mit und ohne Kompensation.

Der Faktor c_{FTC} kann aus dem Drehmoment im i_d/i_q -Kennfeld bestimmt werden. Für eine Kompensation von Abweichungen der Remanenzflussdichte werden mindestens zwei Charakteristika im kompletten i_d/i_q -Kennfeld von diesbezüglich unterschiedlichen Maschinen ausgewertet. Wichtig sind dabei die *Drehmoment*-Charakteristika, die für FEA-Simulationen von EM02 in Abb. 6.2a dargestellt sind. Die Verläufe von Referenzmaschine (Index „ref“) und individueller Maschine (Index „ind“) sind aus Abb. 4.7 bekannt. Der gesuchte Faktor ist dabei definiert durch das Verhältnis der Drehmomente an den einzelnen Punkten des Kennfeldes

$$\tilde{c}_{FTC}(i_d, i_q) = \frac{M_{ref}(i_d, i_q)}{M_{ind}(i_d, i_q)}. \quad (6.1)$$

Aufgrund der Nichtlinearität der Kennfelder ist dieser Quotient nicht für jeden Punkt identisch und muss daher in Abhängigkeit der i_d/i_q -Ströme betrachtet werden. Eine derartige Abhängigkeit darf in der einfachen Struktur aus Abb. 6.1 allerdings nicht auftreten, da sie die Kausalität verletzt: Die benötigte i_d/i_q -Kombination für die individuelle Maschine steht erst nach vollständiger Berechnung der Struktur fest, sie kann nicht zur Auswertung von $\tilde{c}_{FTC}(i_d, i_q)$ verwendet werden. Die Idee des exakten Quotienten wird in Abschnitt 6.5 und Abschnitt 6.6 weiterverfolgt.

Für die FTC soll der Quotient durch möglichst optimale Näherung von seiner Arbeitspunkt-Abhängigkeit befreit werden. Mittels der *Methode der kleinsten Fehlerquadrate* wird ein zentraler Faktor c_{FTC} bestimmt, der im ganzen Kennfeld den geringsten Fehler verursacht:

$$c_{FTC} = \min_{c_{FTC}} \left(\sum_{j=-N/2}^{N/2} \sum_{k=-|j|}^0 (M_{ind}(i_{d,k}, i_{q,j}) - c_{FTC} M_{ref}(i_{d,k}, i_{q,j}))^2 \right). \quad (6.2)$$

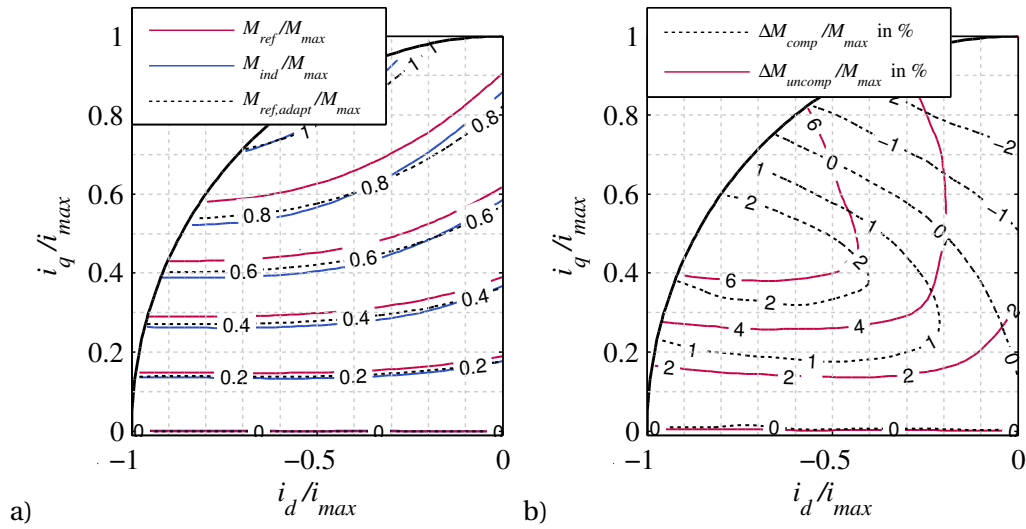


Abb. 6.3: Vergleich von mittels FEA simulierten Drehmomenten in i_d/i_q von Referenzmaschine (rot) und individueller Maschine mit reduzierter Luftspaltlänge (blau) der Generation EM02. Mit der FTC kann die Drehmomentgenauigkeit deutlich erhöht werden. a) Absolute Drehmomente abhängig von i_d und i_q , b) Drehmomentfehler mit und ohne Kompensation.

Für die Summation wird dabei ein äquidistantes Gitter im i_d/i_q -Koordinatensystem mit N Stützstellen in i_q - und $N/2$ in i_d -Richtung verwendet. Wird dieser Faktor c_{FTC} mit dem Drehmoment der Referenzmaschine M_{ref} multipliziert, so ergibt sich der in Abb. 6.2a gestrichelt eingezeichnete Drehmomentverlauf mit

$$M_{ref,adapt} = c_{FTC} M_{ref}. \quad (6.3)$$

Abb. 6.2b zeigt die Abweichung der Drehmomente voneinander. Die Differenz ΔM_{uncomp} gemäß

$$\Delta M_{uncomp} = M_{ind} - M_{ref} \quad (6.4)$$

gibt an, welcher Drehmomentfehler zwischen den beiden betrachteten Charakteristika ohne Kompensation besteht. Aus

$$\Delta M_{comp} = M_{ind} - M_{ref,adapt} \quad (6.5)$$

wird deutlich, dass die adaptierte Charakteristik der individuellen nahe kommt. Der Vergleich zwischen ΔM_{comp} und ΔM_{uncomp} ergibt, dass durch die Kompensation mittels Multiplikation mit dem Faktor c_{FTC} eine signifikante Verbesserung der Drehmomentgenauigkeit erreicht werden kann. Bei der Abweichung des Permanentmagneten um 5% kann der Drehmomentfehler bezogen auf das Maximaldrehmoment von 4% auf 0,75% reduziert werden.

Die vorgestellte Vorgehensweise kann direkt auf Abweichungen im Luftspalt übertragen werden. Durch die Betrachtung der entsprechenden Charakteristik in Abb. 6.3 (bekannt aus Abb. 4.8) kann ebenfalls ein Faktor c_{FTC} berechnet werden. Für eine Abweichung des Luftspaltes von 30% erfolgt eine ebenfalls signifikante Fehlerreduktion von 7% auf 2,6%.

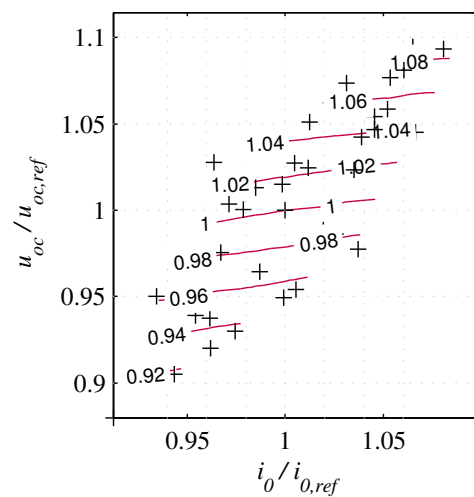


Abb. 6.4: Die Abbildung zeigt den Faktor $c_{FTC}(i_{0,ind}, u_{oc,ind})$, mit dem das Soll-Drehmoment multipliziert werden muss, als Isolinien in Abhängigkeit von Null-Fluss-Strom i_0 und Leerlaufspannung u_{oc} , die an jeder individuellen Maschine gemessen werden können.

Es stellt sich die Frage nach dem allgemeinen Zusammenhang zwischen dem Faktor c_{FTC} und den Messungen von Kurzschlussstrom und Leerlaufspannung. Dazu wird auf die bereits in Abschnitt 5.2.2 vorgestellten Simulationen von insgesamt 37 verschiedenen Maschinen zurückgegriffen. Die Maschinen werden mittels FEA simuliert; sie unterscheiden sich in unterschiedlichem Maße in Remanenzflussdichte und Luftspalt. Für jede dieser abweichenden Charakteristika können sowohl die individuellen Werte für Null-Fluss-Strom $i_{0,ind}$ und Leerlaufspannung $u_{oc,ind}$ als auch, mit der Referenz-Charakteristik zusammen, der jeweilige Faktor c_{FTC} bestimmt werden. Daraus lässt sich die zweidimensionale Darstellung in Abb. 6.4 generieren. Aufgetragen ist der Faktor $c_{FTC}(i_{0,ind}, u_{oc,ind})$ als Funktionsgröße in Abhängigkeit von Null-Fluss-Strom $i_{0,ind}$ und Leerlaufspannung $u_{oc,ind}$. Dieser Zusammenhang kann als Wertetabelle in die Struktur in Abb. 6.1 eingebunden werden. Über die enge Verbindung zwischen dem Null-Fluss-Strom i_0 und dem Kurzschlussstrom i_{sc} , die in Abschnitt 5.2.2 aufgezeigt wird, kann der Faktor alternativ in Abhängigkeit von Kurzschlussstrom und Leerlaufspannung als $c_{FTC}(i_{sc,ind}, u_{oc,ind})$ formuliert werden. So wird für jede individuelle Maschine eine exakte Kompensation ermöglicht.

Bei Betrachtung von Abb. 6.4 fällt auf, dass der Faktor für die betrachtete Maschine stärker von der Leerlaufspannung als vom Null-Fluss-Strom abhängt. Erstere ist damit die wichtigere Größe, da sie mehr darüber aussagt, welche Abweichung im Drehmoment zu erwarten ist.

Zur Erstellung der Wertetabelle zu $c_{FTC}(i_{0,ind}, u_{oc,ind})$ oder $c_{FTC}(i_{sc,ind}, u_{oc,ind})$ in Abb. 6.4 ist eine repräsentative Anzahl an Charakteristika verschiedener Maschinen notwendig. In der Simulation mit FEA ist es einfach, diese Variation zu gewinnen. Bei der Auslegung eines realen Systems ist die Herstellung vieler verschiedener Maschinen mit hohen Kosten verbunden. Daher wird im folgenden Abschnitt eine Möglichkeit aufgezeigt, mit deren Hilfe durch Manipulation der verketteten Flüsse Grenz-Charakteristika von der Referenzcharakteristik abgeleitet werden können. Deren berechnete Drehmomente können wiederum für die Ableitung von c_{FTC} via (6.2) herangezogen werden.

Das Kompensationsverfahren FTC besticht mit seiner unkomplizierten Implementierung und geringen zusätzlichen Belastung des Mikrocontrollers zur Laufzeit. Es ergeben sich jedoch auch zwei Nachteile: Zum Einen ist der Kompensationsfaktor $c_{FTC}(i_{0,ind}, u_{oc,ind})$ im gesamten Betriebsbereich fest, sobald Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom einmalig bestimmt sind. Damit können von i_d und i_q abhängige Nichtlinearitäten im Drehmoment nicht berücksichtigt werden. Zum Zweiten werden die Sollströme immer durch die Referenz-Sollstromgenerierung ermittelt, was hinsichtlich des Wirkungsgrads eine nicht-optimale Ansteuerung bedeutet (siehe Abschnitt 6.5.4).

6.3 Prinzip der Kompensation durch Flusskennfeld-Anpassung

Die Nutzung der Drehmomentkennfelder $M(i_d, i_q)$ alleine zur Ableitung der Kompensation (wie bei der FTC) stößt an Grenzen. Daher sollen im Weiteren bereits die verketteten Flüsse $\psi_d(i_d, i_q)$ und $\psi_q(i_d, i_q)$ einbezogen und die diesbezüglichen in der Sensitivitätsanalyse in Kapitel 4 ermittelten Zusammenhänge genutzt werden. Damit können aus einer vorliegenden Referenz-Charakterisierung die Charakteristika der zu betreibenden individuellen Maschinen angenähert werden.

6.3.1 Adaption der Flusskennfelder

Die Darstellung der Ergebnisse der Sensitivitätsanalyse aus Kapitel 4 wird in Abb. 6.5 und Abb. 6.6 nochmals aufgegriffen. Sie wird dabei ergänzt durch die gestrichelt eingezeichneten Isolinien (Index „ref,adapt“), die eine aus den Kennfeldern der Referenzmaschine (Index „ref“) abgeleitete Näherung für die Isolinien der individuellen Maschine (Index „ind“) darstellen. Diese Kennlinien werden für eine Kompensation verwendet. Ihre Erzeugung mithilfe der in Abschnitt 5.2.1 identifizierten charakteristischen Punkte wird im Folgenden erläutert.

Wie in Kapitel 4 gezeigt, ist der wesentliche Effekt bei einem veränderten Permanentmagnetfluss eine Verschiebung der Flusskennfelder entlang der d -Achse. Eine Änderung im Luftspalt bewirkt primär eine Skalierung in d - und q -Richtung. Aufgrund der Nichtlinearitäten der verketteten Flüsse lassen sich die Effekte aber nicht mehr strikt trennen. Um Charakteristika abweichender Maschinen von der Referenzcharakterisierung abzuleiten, ist es sinnvoll, in einem allgemeinen Ansatz die Flusskennfelder zur Deckung zu bringen ohne zwischen den Ursachen zu unterscheiden. Um dies zu erreichen, werden zunächst durch eine Verschiebung der Flusskennfelder die Null-Fluss-Punkte i_0 übereinander geschoben. Anschließend werden die Flusskennfelder so skaliert, dass auch der verkettete Fluss am Leerlauf-Punkt $\psi_d(0,0)$ zur Deckung kommt. Mit dieser allgemeinen Herangehensweise werden die Einflüsse von Abweichungen in Permanentmagnet und Luftspalt implizit berücksichtigt.

Im Hinblick auf die Implementierung der Kompensationsverfahren bietet sich dabei eine im Rahmen der Arbeit entwickelte Methode zur Anpassung der Flusskennfelder besonders an. Diese bietet eine Verschiebung bzw. Skalierung der Flusskennfelder, ohne dabei die Einträge der Kennfelder selbst zu modifizieren. Ausgangspunkt ist die Charakteristik der Referenzmaschine, repräsentiert durch zwei Kennfelder $\psi_{d,ref}(i_d, i_q)$ und $\psi_{q,ref}(i_d, i_q)$. Werden diese

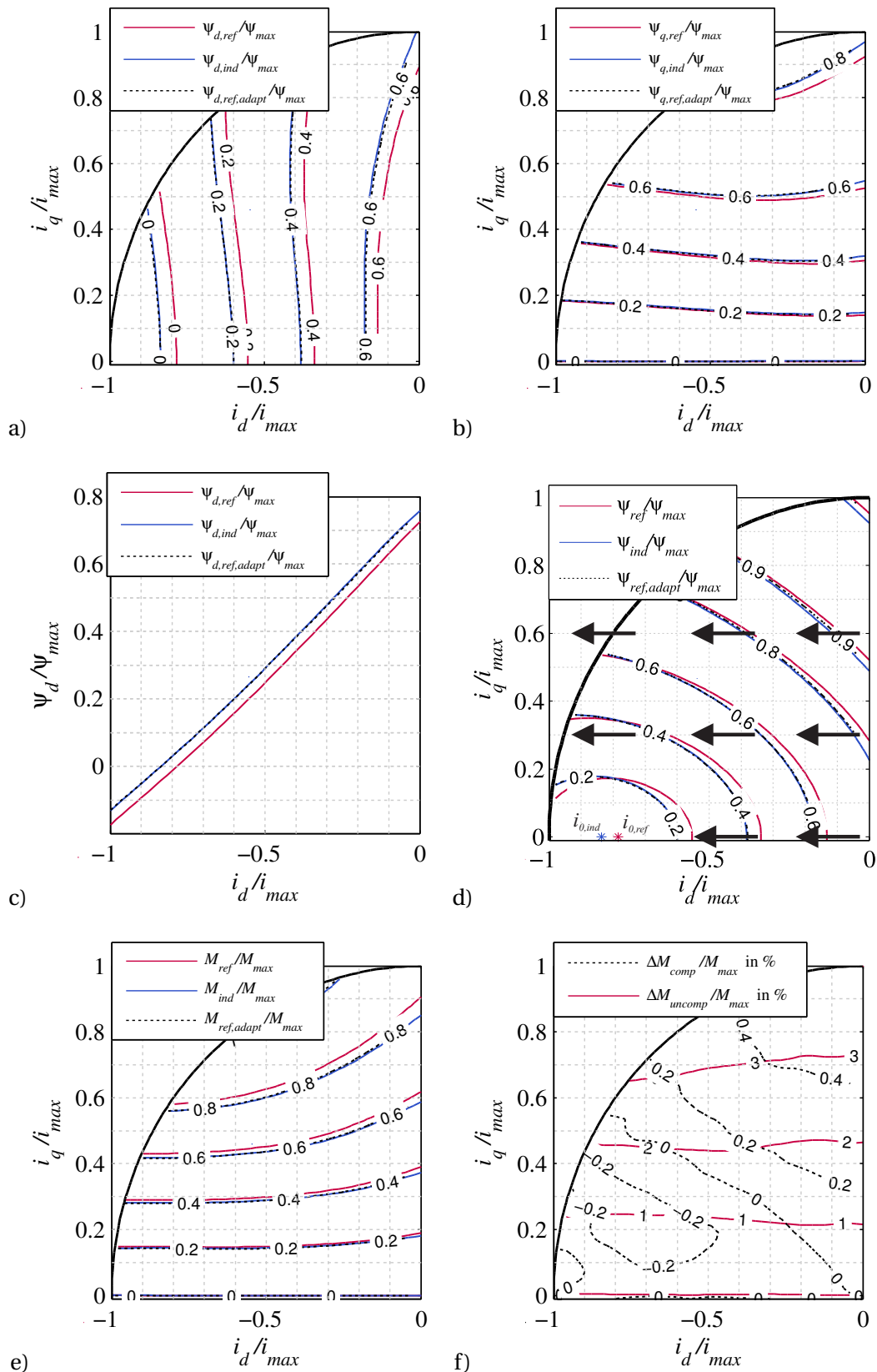


Abb. 6.5: Vergleich der Charakteristik von Referenzmaschine (rot) und individueller Maschine mit erhöhter Remanenzflussdichte (blau). Die schwarz gestrichelten Isolinien kennzeichnen die Werte nach Kompensation. Alle Darstellungen außer c) zeigen Isolinien: a) Verketteter Fluss $\psi_d(i_d, i_q)$ in Abhängigkeit von i_d und i_q , b) verketteter Fluss $\psi_q(i_d, i_q)$, c) verketteter Fluss $\psi_d(i_d)$ entlang der d-Achse, d) Absolutbetrag des verketteten Flusses $\psi(i_d, i_q)$, e) berechnetes Drehmoment $M(i_d, i_q)$ und f) Differenzen $\Delta M_{uncomp}(i_d, i_q)$ gemäß (6.4) und $\Delta M_{comp}(i_d, i_q)$ gemäß (6.5).

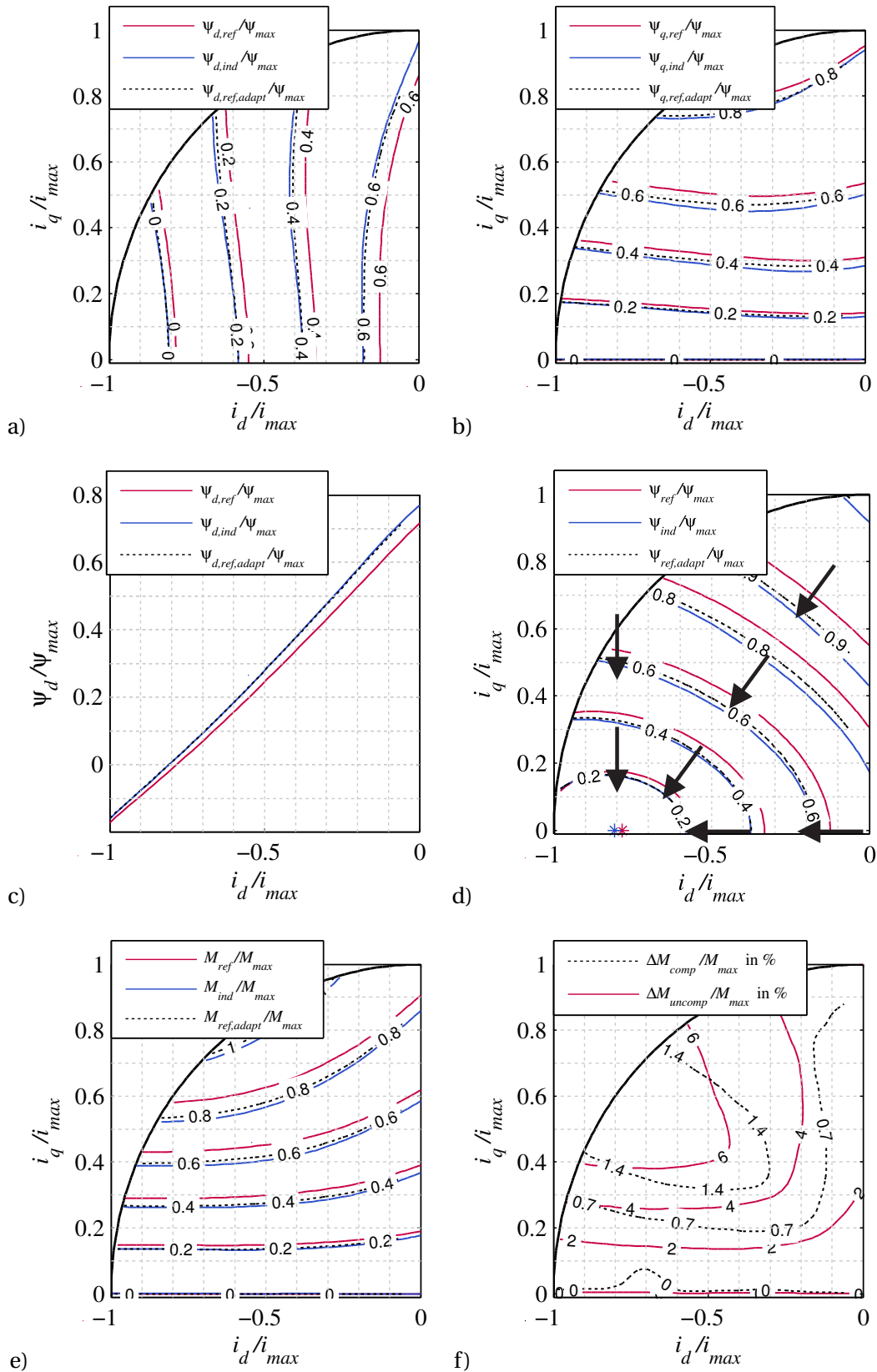


Abb. 6.6: Vergleich der Charakteristik von Referenzmaschine (rot) und individueller Maschine mit kleinerem Luftspalt (blau). Die schwarz gestrichelten Isolinien kennzeichnen die Werte nach Kompensation. Alle Darstellungen außer c) zeigen Isolinien: a) Verketteter Fluss $\psi_d(i_d, i_q)$ in Abhängigkeit von i_d und i_q , b) verketteter Fluss $\psi_q(i_d, i_q)$, c) verketteter Fluss $\psi_d(i_d)$ entlang der d -Achse, d) Absolutbetrag des verketteten Flusses $\psi(i_d, i_q)$, e) berechnetes Drehmoment $M(i_d, i_q)$ und f) Differenzen $\Delta M_{uncomp}(i_d, i_q)$ gemäß (6.4) und $\Delta M_{comp}(i_d, i_q)$ gemäß (6.5).

statt bei i_d/i_q bei den angepassten Strömen $i_{d,adapt}/i_{q,adapt}$ ausgewertet, so ergeben sich direkt die geschätzten Flüsse für die entsprechende i_d/i_q -Kombination durch

$$\psi_{d/q,adapt}(i_d, i_q) = \psi_{d/q,ref}(i_{d,adapt}, i_{q,adapt}). \quad (6.6)$$

Diese so ermittelten verketteten Flüsse sind in Abb. 6.5 und Abb. 6.6 als schwarz gestrichelte Isolinien dargestellt. Die Operation nach (6.6) kann in einem Mikrocontroller zur Laufzeit problemlos durchgeführt werden – während eine Änderung eines zweidimensionalen Kennfeldes zur Laufzeit nicht ohne weiteres möglich wäre.

Die beschriebene Kennfeld-Modifikation muss dabei die EOL-Messungen aus Kapitel 5 berücksichtigen. Verwendet wird dazu die Differenz

$$\Delta i_{sc} = i_{d,sc,ind} - i_{d,sc,ref} \quad (6.7)$$

zwischen den d -Anteilen des Kurzschlussstroms der Referenzmaschine $i_{d,sc,ref}$ und der individuellen Maschine $i_{d,sc,ind}$. Für größere Drehzahlen kann der d -Anteil des Kurzschlussstroms $i_{d,sc}$ gemäß Abschnitt 5.2.3 mit dem Betrag des Kurzschlussstroms angenähert werden: $i_{d,sc} \approx -i_{sc}$. Eine Verschiebung der Flusskennfelder der Referenzmaschine um diesen Betrag Δi_{sc} bringt die Null-Fluss-Punkte i_0 zur Deckung. Um zusätzlich noch den Skalierfaktor zu eliminieren, werden die Verhältnisse der Kurzschlussströme und der Leerlaufspannungen kombiniert verwendet. Sowohl die Leerlaufspannung als auch der Null-Fluss-Punkt liegen auf der d -Achse und können daher zur Herleitung des Skalierfaktors c_d herangezogen werden:

$$c_d = \frac{u_{oc,ref} i_{d,sc,ind}}{u_{oc,ind} i_{d,sc,ref}}. \quad (6.8)$$

Am besten sichtbar ist dieses Vorgehen in Abb. 6.5c und Abb. 6.6c, in den der verkettete Fluss $\psi_d(i_d, 0)$ entlang der d -Achse aufgetragen ist. Die Null-Fluss-Punkte i_0 befinden sich dort, wo die aufgetragenen Kennlinien die Abszisse schneiden. Die schwarz gestrichelte Isolinie wird durch Verschiebung exakt so gelegt, dass ihre Nullstelle mit der der blauen Linie übereinstimmt. Anschließend wird die Steigung derart bestimmt, dass auch der Achsenabschnitt identisch ist. Der Verlauf von $\psi_{d,ref,adapt}$ wird damit durch Verschieben und Skalieren so von $\psi_{d,ref}$ abgeleitet, dass er möglichst gut $\psi_{d,ind}$ entspricht. Der dazu benötigte Skalierfaktor c_d aus (6.8) ist dabei genau das Verhältnis der Flüsse (4.28), das in Abschnitt 4.3.2 aus geometrischen Größen hergeleitet wird.

Wie in Abb. 6.5 und insbesondere in Abb. 6.6 sichtbar, sind die Flusscharakteristika nicht nur in Richtung der d -, sondern auch der q -Achse skaliert. Es wird also auch ein Skalierfaktor c_q benötigt. Dieser kann allerdings nicht direkt aus Leerlauf und Kurzschlussmessung entnommen werden. Eine Möglichkeit zur Bestimmung von c_q ist die Vermessung eines weiteren Punktes in der i_d/i_q -Ebene, der einen signifikanten Strom i_q aufweist; dann kann c_q direkt berechnet werden. Eine derartige Vermessung könnte auf verschiedene Arten durchgeführt werden:

- Aktiver Inverter: Mit einem aktiven Inverter kann jeder beliebige Arbeitspunkt angefahren werden. Ein aktiver Inverter stellt an einem EOL-Prüfstand erhöhte Anforderungen

an die Peripherie (aktive Vermessung, siehe Abschnitt 5.1.1), im Fahrzeug können die AC-Spannungen nicht gemessen und damit nur schwer exakt ermittelt werden. Diese Option ist damit nicht zu favorisieren.

- Kurzschluss bei kleiner Drehzahl: Wie in Abb. 5.4 eingezeichnet ergibt sich der Kurzschlussstrom bei kleiner Drehzahl so, dass er einen signifikanten i_q -Anteil aufweist. Dieser Arbeitspunkt könnte daher betrachtet werden. Allerdings ist er stark abhängig vom Wicklungswiderstand R_s , sodass sich hier bei nur kleinen Abweichungen z. B. des Übergangswiderstands an den Klemmen eine starke Rückwirkung ergibt. Außerdem sind derart kleine Drehzahlen mit der in Abschnitt 5.4 vorgestellten Methode, bei der im Fahrzeug der Verbrennungsmotor die E-Maschine dreht, nicht darstellbar.
- Widerstand zwischen den Klemmen: Als zusätzlichen passiven Test wäre der Betrieb mit einem definierten Widerstand R_{test} zwischen den Klemmen der Maschine denkbar. Das Verhalten steht zwischen Leerlauf mit $R_{test} \rightarrow \infty$ und Kurzschluss mit $R_{test} = 0$. Durch die an dem Widerstand abfallende Leistung ist dabei ein signifikanter i_q -Strom zu erwarten. Ein derartiger Versuch ließe sich jedoch auch nur an einem Prüfstand durchführen (Einbau des Widerstandes inkl. Entwärmung, Messung der Phasenspannungen notwendig), im Fahrzeug ist er nicht darstellbar.

Da eine Messung nicht ohne Probleme möglich ist, wird c_q mithilfe der Herleitung in Abschnitt 4.3.2 in Abhängigkeit von c_d formuliert. Gemäß (4.29) gilt $c_q = c_{AG}$, wodurch sich (4.28) umformulieren lässt:

$$c_d = \frac{\phi_{d,ref}}{\phi_{d,ind}} \approx \frac{\frac{R_{PM}}{R_{AG}} + c_q}{\frac{R_{PM}}{R_{AG}} + 1} \quad (6.9)$$

$$c_d \left(\frac{R_{PM}}{R_{AG}} + 1 \right) \approx \frac{R_{PM}}{R_{AG}} + c_q \quad (6.10)$$

$$c_d \left(\frac{R_{PM}}{R_{AG}} + 1 \right) \approx \left(\frac{R_{PM}}{R_{AG}} + 1 \right) - 1 + c_q \quad (6.11)$$

$$(c_d - 1) \left(\frac{R_{PM}}{R_{AG}} + 1 \right) \approx c_q - 1. \quad (6.12)$$

Mithilfe von (4.13) kann der Ausdruck in Klammern durch das Verhältnis L_q/L_d ersetzt werden und es ergibt sich

$$c_q \approx 1 + \frac{L_q}{L_d} (c_d - 1). \quad (6.13)$$

Diese Näherungsformel wird im Weiteren verwendet. Dazu werden die Induktivitäten L_d und L_q der Maschine am Null-Fluss-Punkt, wo die Sättigung gering ist, verwendet:

$$L_d = \frac{\partial \psi_d(i_d = i_{d,sc}, i_q = 0)}{\partial i_d} \quad (6.14)$$

$$L_q = \frac{\partial \psi_q(i_d = i_{d,sc}, i_q = 0)}{\partial i_q}. \quad (6.15)$$

Basierend darauf können die adaptierten Ströme für d - und q -Achse berechnet werden:

$$i_{d,adapt} = \frac{1}{c_d} i_d + \left(1 - \frac{1}{c_d}\right) i_{d,sc,ref} - \Delta i_{sc} \quad (6.16)$$

$$i_{q,adapt} = \frac{1}{c_q} i_q. \quad (6.17)$$

Diese werden anschließend verwendet, um die adaptierten verketteten Flüsse entsprechend (6.6) zu bestimmen. Mit den so berechneten Flüssen als Grundlage lässt sich das adaptierte Drehmoment mithilfe der Drehmomentgleichung (nach (2.16)) ermitteln:

$$M_{adapt} = \frac{3}{2} p (\psi_{d,adapt}(i_d, i_q) i_q - \psi_{q,adapt}(i_d, i_q) i_d) \quad (6.18)$$

$$= \frac{3}{2} p (\psi_d(i_{d,adapt}, i_{q,adapt}) i_q - \psi_q(i_{d,adapt}, i_{q,adapt}) i_d). \quad (6.19)$$

Dieses adaptierte Drehmoment M_{adapt} entspricht den schwarz gestrichelten Linien in Abb. 6.5 und Abb. 6.6. Es stellt eine gute Schätzung für das in der individuellen Maschine tatsächlich anliegende Drehmoment dar. Die Differenz ΔM_{comp} zeigt, dass die adaptierte Charakteristik der individuellen nahe kommt. Der Drehmomentfehler ist gegenüber ΔM_{uncomp} deutlich verringert. Bei der Abweichung des Permanentmagneten um 5 % kann eine Reduktion des maximalen Fehlers von 4 % auf unter 0,5 % bezogen auf das Maximaldrehmoment erreicht werden. Dies ist leicht besser als bei der FTC mit einem Drehmomentfehler von 0,75 %. Bei der Abweichung im Luftspalt erfolgt eine ebenfalls signifikante Reduktion von 7 % auf 1,5 %.

Diese Kompensation basiert dabei auf den vorgestellten drei linearen Operationen auf den Flusskennfeldern: einer Verschiebung um Δi_{sc} mit anschließender linearer Skalierung mit c_d und c_q . Diese drei Unbekannten können dabei aus nur zwei Messungen von Kurzschlussstrom und Leerlaufspannung hergeleitet werden. Als Erweiterung wäre es denkbar, die Achsen über diese linearen Operationen hinaus mit Funktionen höherer Ordnung zu beaufschlagen. Derartige Operationen bieten größere Freiheitsgrade und erfordern damit eine höhere Anzahl zu bestimmender Unbekannter, sodass dann die einfache Identifikation mittels Kurzschlussstrom- und Leerlaufspannungsmessung nicht mehr ausreichend ist. Hinsichtlich des Gesamtaufwandes sind Funktionen höherer Ordnung daher nicht zweckdienlich.

6.3.2 Implementierung

Die Herausforderung besteht nun darin, diese Prinzipien auf ausführbare Algorithmen zu übertragen. Soll an der konventionellen Struktur der Sollstromgenerierung festgehalten werden, so muss auf eine Offline-Berechnung mehrerer Wertetabellen-Datensätze zurückgegriffen werden. So würde für fest definierte Abweichungen von der Referenzmaschine jeweils ein Datensatz bestimmt, z. B. jeweils in 1 %-Schritten. Es würden dann für einen Toleranzbereich des Permanentmagnetflusses von ± 5 % beispielsweise insgesamt 11 Datensätze zwischen +5 % und -5 % erstellt, die jeweils für die entsprechende Abweichung gültig sind. Es gilt zu beachten,

dass dabei für jede weitere Ursache für Abweichungen (z. B. Luftspalt), die kompensiert werden soll, eine angemessene Anzahl von Datensätzen vorgehalten werden muss. Für die Umsetzung sind zwei Optionen denkbar:

1. Alle 11 Datensätze werden im Speicher des Steuergerätes abgelegt. Für den Betrieb mit einer individuellen Maschine wird dann zur Laufzeit aus den Datensätzen derjenige ausgewählt, der dieser Maschine am nächsten kommt. Diese Herangehensweise hat den Charme, dass beispielsweise bei einem Tausch der E-Maschine der Inverter einfach an eine neue Maschine angepasst werden kann – es wird ggf. ein alternativer Datensatz aus dem Speicher verwendet.
Die Methode hat allerdings den entscheidenden Nachteil, dass durch das Vorhalten von Datensätzen viel Speicherplatz benötigt wird. Dabei werden von den 11 gespeicherten Datensätzen aus dem Beispiel 10 nicht für den Betrieb benötigt. Diese Zahl wird umso höher, je mehr Ursachen kompensiert werden sollen.
2. Eine Alternative stellt daher das individuelle Flashen am Bandende dar. Dabei wird bei der Inbetriebnahme des Systems eine Software mit exakt dem Datensatz auf den Mikrocontroller geladen, der der verbauten individuellen Maschine am nächsten kommt. Diese Auswahl eines bestimmten angepassten Datensatzes stellt dabei logistische Herausforderungen dar, da zusätzliche Varianten der Steuergeräte-Software erzeugt werden. Außerdem ist es mit dieser Methode nicht möglich, zur Laufzeit Einfluss auf das Kompensationsverhalten zu nehmen. So können beispielsweise Temperatureffekte nicht berücksichtigt werden und bei einem Tausch der E-Maschine muss die Software des Inverters neu ausgewählt und aufgespielt werden.

Beide dargestellten Optionen bringen wesentliche Nachteile mit sich. Deshalb werden im Weiteren Methoden vorgestellt, die auf der Adaption der Flusskennfelder basieren, aber bei vertretbarem Rechenzeit- und Speicheraufwand online berechnet werden können, um genug Flexibilität zur Laufzeit zu bieten. Die Grundideen dazu sind in [OMP17] patentiert.

6.4 Parallel Torque Compensation (PTC)

Eine mögliche Kompensationsstrategie ist die Parallel Torque Compensation (PTC). Ein Teil der technischen Umsetzung wurde unter Anleitung des Autors von Alexander Beckmann im Rahmen seiner Masterarbeit [Bec16] durchgeführt und auf der Konferenz EEVC publiziert [OBB17].

6.4.1 Simple Parallel Torque Compensation (sPTC)

Zunächst soll nur ein einzelner Einflussfaktor, eine Abweichung im Permanentmagnetfluss, betrachtet werden. Um eine Abschätzung der Wirksamkeit des Kompensationsverfahrens möglich zu machen, wird zunächst eine Simulation ohne Kompensation durchgeführt. Dazu kommen die in Kapitel 4 mithilfe von FEA berechneten Charakteristika zum Einsatz: Die

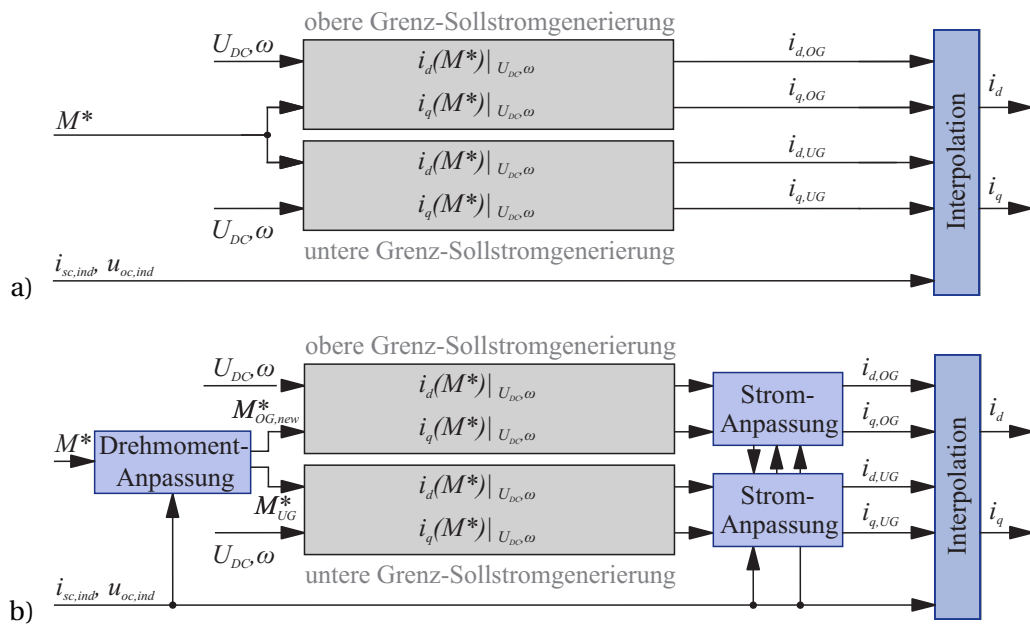


Abb. 6.7: Erweiterung der Sollstromgenerierung auf a) die sPTC und b) schließlich auf die PTC

Charakteristik von Referenzmaschine sowie oberem und unterem Grenzmuster mit +5 % bzw. –5 % Abweichung im Permanentmagnetfluss.

Aus den Flusskennfeldern der *Referenzmaschine* werden die Wertetabellen für die Sollstromgenerierung bestimmt. In einer MATLAB-Umgebung wird anschließend eine Simulation des Gesamtsystems durchgeführt. Dazu kommt das in Abschnitt 2.2.5 gegebene zeitkontinuierliche Modell zum Einsatz. Unter Annahme einer festen Drehzahl und einem konstanten kommandierten Drehmoment wird über die Sollstromgenerierung das entsprechende i_d/i_q -Strompaar bestimmt. Dieses wird in ein Maschinenmodell gegeben, das die Spannungsdifferentialgleichung (2.11) und die Drehmomentgleichung (2.16) dynamisch löst. Mithilfe eines Aussteuerungsreglers wird sichergestellt, dass die Spannungsgrenzen eingehalten werden. Wird dieses Maschinenmodell mit der Charakteristik der *Referenzmaschine* bestückt, dann entspricht das vom Modell berechnete Drehmoment bis auf minimale numerische Fehler exakt dem Soll-Drehmoment.

Ist in dem Modell hingegen die Charakteristik des *oberen Grenzusters* hinterlegt, so werden die bereits in Kapitel 4 berechneten Fehler sichtbar. In Abb. 6.9 ist diese Simulation für den gesamten Drehmoment-Drehzahl-Bereich durchgeführt. Bei der Abweichung von +5 % im Permanentmagnetfluss ergibt sich simulativ ein maximaler Fehler

$$\Delta M = M_{sim} - M^* \quad (6.20)$$

von 3,9 % bezogen auf das maximal verfügbare Drehmoment der Referenzmaschine. Dies entspricht den Abweichungen, die bereits bei der Sensitivitätsanalyse im i_d/i_q -Kennfeld sichtbar werden (Abb. 4.7).

Diesen Drehmomentfehlern soll mit der Kompensation entgegengewirkt werden. Die Grundidee ist eine Erweiterung der Sollstromgenerierung aus Abschnitt 2.3.2, die in Abb. 2.13 darge-

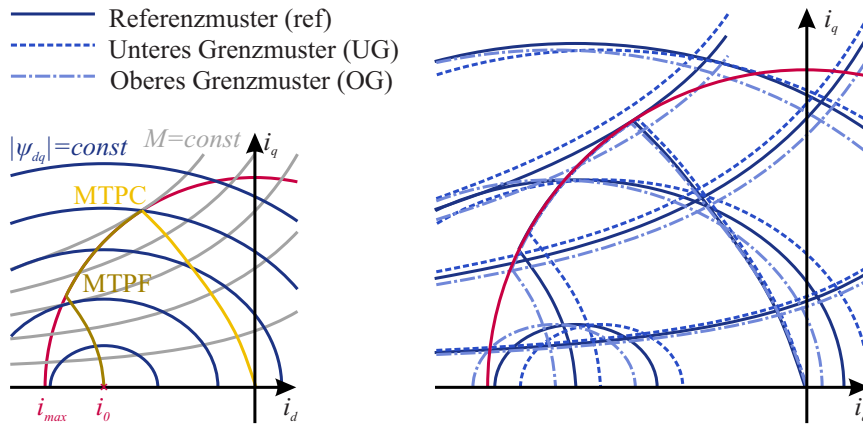


Abb. 6.8: Fluss- und Drehmoment-Isolinien von Referenzmaschine und Grenzmustern. Die Idee hinter der PTC ist, mithilfe zweier Grenz-Sollstromgenerierungen, die von den Charakteristika von Grenzmustern abgeleitet sind, die idealen Ströme für eine individuelle Maschine abzuleiten. Die hier angegebene Legende gilt im Weiteren auch ohne expliziten Hinweis.

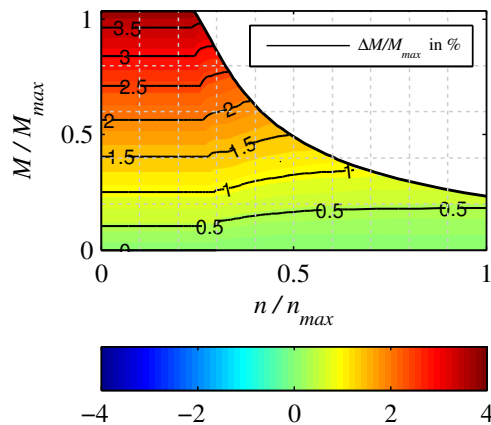


Abb. 6.9: Simulierte Drehmomentgenauigkeit im Drehmoment-Drehzahl-Bereich bei einer Abweichung der Remanenzflussdichte um 5% ohne Kompensation. Der Drehmomentfehler $\Delta M = M_{sim} - M^*$ wird bestimmt aus dem simulierten Ausgangsdrehmoment der individuellen Maschine M_{sim} und dem Soll-Drehmoment M^* .

stellt ist. Dafür werden, wie in Abb. 6.7a angedeutet, zwei komplette Sollstromgenerierungs-Strukturen parallel zueinander berechnet. Diese parallele Berechnung ist für das Verfahren namensgebend: Simple Parallel Torque Compensation (sPTC). Die Wertetabellen für die eine Sollstromgenerierungs-Struktur werden aus der Charakteristik des oberen und für die andere aus der des unteren Grenzmuster berechnet.

In Abb. 6.8 sind die relevanten Kurven für die Referenzmaschine und die beiden Grenzmuster eingezeichnet: Jeweils sowohl Drehmoment- und Fluss-Isolinien als auch der Betriebsbereich mit MTPC- und MTPF-Kurve. Die zugrunde liegenden Charakteristika der Maschinen können auf zwei Arten bestimmt werden:

1. In Abschnitt 6.3.1 wird gezeigt, wie die Grenzmuster-Charakteristika durch verschieben und skalieren aus der Referenzcharakteristik abgeleitet werden können. Diese Vorgehensweise wird in Kapitel 7 angewandt.

2. Sind die Charakteristika der Grenzmuster und der Referenzmaschine bekannt aus Simulationen oder Messungen, so können diese herangezogen werden. Diese Vorgehensweise bietet sich immer dann an, wenn Grenzmuster-Charakteristika einfach gewonnen werden können. Für Messungen bedeutet dies, dass mehrere Maschinen zur Verfügung stehen müssen. In FEA ist dies hingegen problemlos möglich, da die Berechnung zusätzlicher Maschinen relativ einfach ist. Für die Simulation im Folgenden werden daher mittels FEA berechnete Grenzmuster-Charakteristika verwendet.

Mit den so bestückten Strukturen werden parallel zwei i_d/i_q -Ströme berechnet ($i_{d,OG}/i_{q,OG}$ für das obere Grenzmuster und $i_{d,UG}/i_{q,UG}$ für das untere Grenzmuster). Um eine individuelle Maschine zu betreiben, muss ihre Position a im Toleranzband zwischen den Grenzmustern bestimmt werden. Diese kann beispielsweise aus der Kurzschlussstrom-Messung von individueller Maschine $i_{sc,ind}$, oberem $i_{sc,OG}$ und unterem Grenzmuster $i_{sc,UG}$ ermittelt werden:

$$a = \frac{i_{sc,ind} - i_{sc,UG}}{i_{sc,OG} - i_{sc,UG}}. \quad (6.21)$$

Die beiden ermittelten Strompaare werden dann entsprechend der Lage der individuellen Maschine im Toleranzband interpoliert:

$$i_d = a i_{d,OG} + (1 - a) i_{d,UG} \quad a \in [0,1]. \quad (6.22)$$

$$i_q = a i_{q,OG} + (1 - a) i_{q,UG}. \quad (6.23)$$

Um beispielsweise ein oberes Grenzmuster zu fahren, wird $a = 1$ gewählt. Für ein unteres Grenzmuster gilt $a = 0$. Ein symmetrisches Toleranzband vorausgesetzt, liegt die Referenzmaschine exakt in der Mitte der beiden Grenzmuster. Dann ist $a = 0,5$ zu wählen.

Mit der sPTC-Struktur können Simulationen des gesamten Drehmoment-Drehzahl-Bereichs durchgeführt werden. Wird eine Grenzmuster-Maschine im Maschinenmodell simuliert, so wird über $a = 1$ oder $a = 0$ direkt das Ergebnis der zugehörigen Sollstromgenerierung ausgegeben, es findet keine Interpolation statt. Wie bereits erläutert, führt das zu einer hohen Drehmomentgenauigkeit. Interessanter ist daher der Betrieb der Referenzmaschine zwischen den beiden Grenzmustern mit $a = 0,5$, da dabei tatsächlich interpoliert werden muss. Abb. 6.10a zeigt die Drehmomentgenauigkeit, die sich mit der sPTC bei der Simulation mit Referenzmaschine ergibt. Verglichen mit Abb. 6.9 kann der maximale Drehmomentfehler von 3,9 % auf unter 1 % für fast alle Arbeitspunkte reduziert werden.

Obwohl dies bereits eine signifikante Erhöhung der Drehmomentgenauigkeit bedeutet, existieren noch einzelne Stellen mit besonders hohem Drehmomentfehler von bis zu 1,5 %. Diese Bereiche lassen sich auf drei Effekte zurückführen, auf die im Folgenden ein besonderes Augenmerk gelegt wird. Drei Erweiterungen werden der sPTC-Struktur in Abb. 6.7a hinzugefügt, was schließlich in der finalen PTC in Abb. 6.7b mündet.

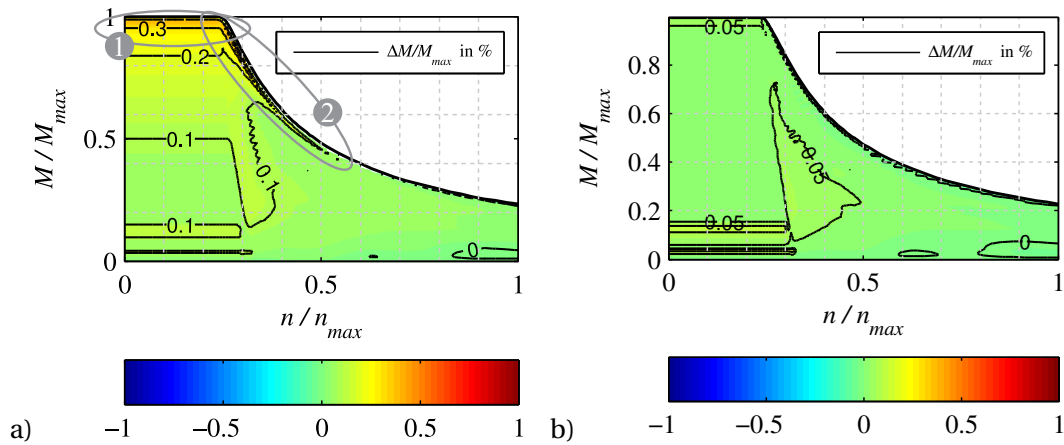


Abb. 6.10: Simulierte Drehmomentgenauigkeit im Drehmoment-Drehzahl-Bereich: a) mit der sPTC, b) mit finaler PTC.

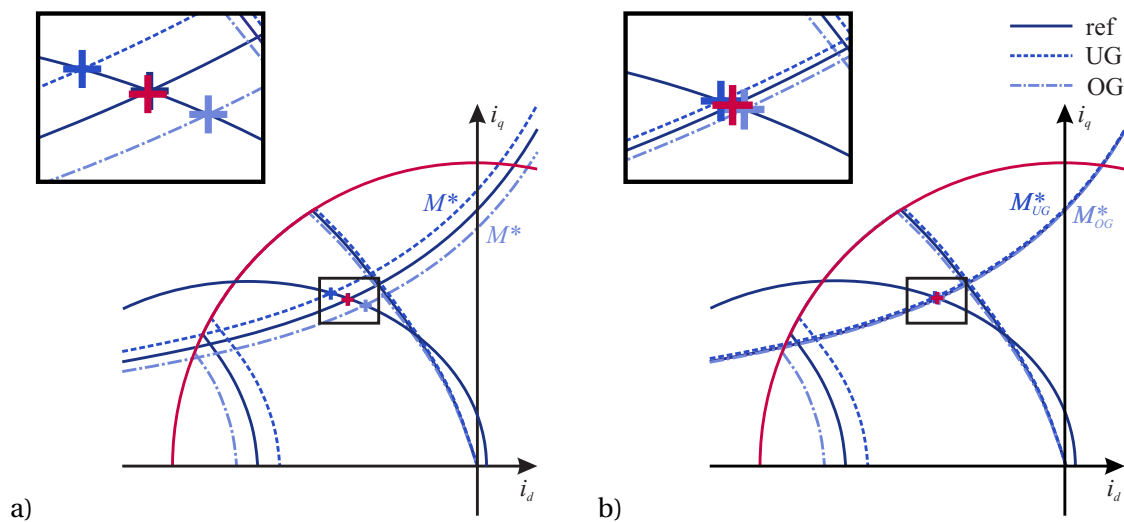


Abb. 6.11: Erweiterung 1: a) Das gleiche Drehmoment wird bei Referenz- und Grenzmaschinen bei unterschiedlichen Strömen erreicht. Eine einfache Interpolation der ermittelten Ströme für ein kommandiertes Drehmoment führt daher zu Linearisierungsfehlern. b) Durch eine Anpassung des jeweiligen Soll-Drehmoments werden die Isolinien näher zusammengedrückt, was den Linearisierungsfehler deutlich reduziert.

6.4.2 Erweiterung 1: Anpassung des Soll-Drehmoments

Ein Effekt ist im gesamten Arbeitsbereich vorhanden: Für größer werdende Drehmomente steigt der Drehmomentfehler fast linear an. Die Ursache ist in Abb. 6.11a erkennbar. Diese Darstellung basiert auf Abb. 6.8, wobei nur die für diese Betrachtung wichtigen Linien dargestellt sind. Die eingezeichneten Drehmoment-Isolinien markieren das gleiche Drehmoment für drei unterschiedliche Maschinen: die Referenz sowie oberes und unteres Grenzmuster. Dabei liegt die Isolinie für das obere Grenzmuster bei dem kleinsten Strombetrag, für diese Maschine mit ihren starken Magneten ist der kleinste Strom nötig, um das Drehmoment zu erreichen.

Angenommen, es wird exakt das Drehmoment der dargestellten Isolinie angefordert und in die sPTC-Struktur eingespeist. Da die Charakteristiken von oberem und unterem Grenzmuster in der PTC enthalten sind, liegen die beiden Strompaare $i_{d,UG}/i_{q,UG}$ und $i_{d,OG}/i_{q,OG}$ ent-

sprechend auf der jeweiligen Isolinie (durch die beiden Marker gekennzeichnet). Die genaue Lage ist dort, wo sich die entsprechende Isolinie mit der begrenzenden Flusslinie schneidet. Zwischen diesen beiden Strompaaren wird nun gemäß (6.22) und (6.23) linear interpoliert, wobei der in Abb. 6.11a als roter Marker eingezeichnete Strom ermittelt wird. Da die Fluss- und Drehmoment-Charakteristika der Maschinen nichtlinear sind, entsteht dadurch ein Linearisierungsfehler. In der gezoomten Ansicht kann der interpolierte Strompunkt mit dem für die Referenzmaschine idealen Strompunkt (dunkelblau) verglichen werden. Letzterer liegt exakt auf dem Schnittpunkt von Isolinie des Drehmoments und der begrenzenden elliptischen Flusslinie und fällt damit nicht mit dem linear interpolierten Punkt zusammen. Je größer dabei das angeforderte Drehmoment ist, desto weiter liegen die Drehmoment-Isolinien der Maschinen und damit die Punkte $i_{d,UG}/i_{q,UG}$ und $i_{d,OG}/i_{q,OG}$ auseinander. Da vor allem die q -Komponente des Stroms direkt mit dem Drehmoment zusammenhängt, wird der Linearisierungsfehler im Drehmoment entsprechend größer.

Um dem Linearisierungsfehler zu reduzieren, wird eine Anpassung des Soll-Drehmomentes vor den beiden Grenz-Sollstromgenerierungen eingeführt (der Block „Drehmomentanpassung“ in Abb. 6.7b). Für die untere Grenz-Sollstromgenerierung in Abb. 6.7b wird das kommandierte Drehmoment verringert, für die obere Sollstromgenerierung wird es erhöht:

$$M_{UG}^* = \frac{i_{sc,UG}}{i_{sc,ind}} M^* \quad (6.24)$$

$$M_{OG}^* = \frac{i_{sc,OG}}{i_{sc,ind}} M^*. \quad (6.25)$$

Die zugehörigen Isolinien für M_{UG} und M_{OG} in Abb. 6.11b liegen näher beieinander. Auf dieser Basis werden die Strompaare $i_{d,UG}/i_{q,UG}$ und $i_{d,OG}/i_{q,OG}$ ermittelt. Wird zwischen diesen nun linear interpoliert, so wird der Linearisierungsfehler deutlich reduziert. In Abb. 6.11b werden die Marker in dunkelblau und rot kongruent gewählt, was die Reduktion des Fehlers visualisiert.

6.4.3 Erweiterung 2: Anpassung der Stromgrenze in der unteren Grenz-Sollstromgenerierung

Der zweite Bereich mit signifikanten Drehmomentfehlern ist kurz unter dem Maximaldrehmoment bei Maximalstrom, in Abb. 6.10a gekennzeichnet durch die Nummer 1. Im i_d/i_q -Koordinatensystem aus Abb. 6.12 ist das der Bereich, in dem die MTPF-Kurve der Stromgrenze folgt. Der Grund liegt im Unterschied des bei gegebener Drehzahl erreichbaren Drehmomentes zwischen den Maschinen bei maximalem Strom i_{max} . Wie in Abschnitt 2.3.2 erläutert, ist das maximale Drehmoment einer Maschine definiert durch den Schnittpunkt von MTPF-Kurve und ggf. der begrenzenden Flusslinie. Durch die MTPF-Kurve ist die Stromgrenze implizit in der Sollstromgenerierung enthalten.

Der auftretende Effekt soll an einem angeforderten Soll-Drehmoments von $M^*/M_{max} = 0,98$ bezogen auf das Maximaldrehmoment der Referenzmaschine beispielhaft veranschaulicht werden: In Abb. 6.12a sind die zugehörigen Drehmoment-Isolinien für die Grenzmuster und

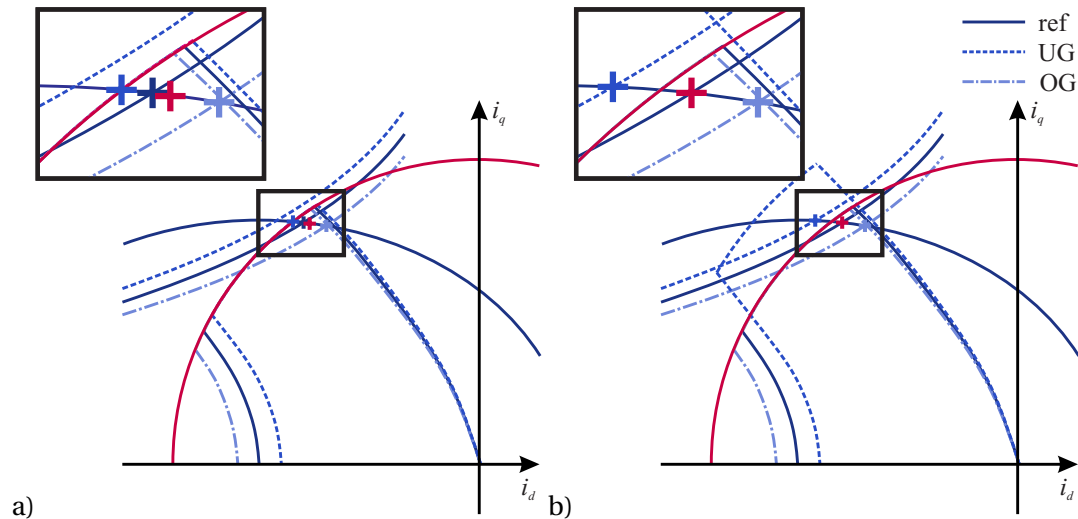


Abb. 6.12: Erweiterung 2: a) Die untere Grenz-Sollstromgenerierung wird durch die Strombegrenzung limitiert, was zu signifikanten Drehmomentfehlern führt. b) Eine virtuelle Erweiterung der Stromgrenze für die untere Grenz-Sollstromgenerierung führt zum korrekten Strom-Arbeitspunkt für die Referenzmaschine.

die Referenzmaschine eingezeichnet. In der Sollstromgenerierung werden die Schnittpunkte zwischen diesen Drehmoment-Isolinien und, falls oberhalb der Eckdrehzahl, der entsprechenden Flusslinie ermittelt. Für das obere Grenzmuster und die Referenzmaschine liegen diese Punkte noch *innerhalb* der Stromgrenze, $i_{d,OG}/i_{q,OG}$ kann also problemlos bestimmt werden. Für das untere Grenzmuster liegt der Punkt hingegen *außerhalb* der Stromgrenze, es kann also kein entsprechender Schnittpunkt gefunden werden. Die Drehmomentanforderung wird in der unteren Grenz-Sollstromgenerierung implizit limitiert und der Schnittpunkt von begrenzendem Fluss und MTPF in $i_{d,UG}/i_{q,UG}$ (Abb. 6.12a) gefunden. Wird nun dieser Punkt zur linearen Interpolation mit $i_{d,OG}/i_{q,OG}$ verwendet, so ergibt sich der in Abb. 6.12a durch einen roten Marker gekennzeichnete Strompunkt. Dieser führt allerdings in der Referenzmaschine nicht zum gewünschten Drehmoment, sondern zum Drehmomentfehler in Abb. 6.10a. Der korrekte Strompunkt ist durch den dunkelblauen Marker in Abb. 6.12a gekennzeichnet, er liegt auf dem Schnittpunkt von Drehmoment-Isolinie der Referenzmaschine und begrenzender Flusslinie.

Zur Verdeutlichung ist dieses limitierende Verhalten nochmals in Abb. 6.13a gezeigt. Aufgetragen ist hier auf der Abszisse das angeforderte Drehmoment M^* und auf der Ordinate das sich aus dem gewählten Sollstrom ergebende Drehmoment M . Die eingezeichneten Marker kennzeichnen hier denselben Arbeitspunkt wie die Marker in Abb. 6.12a. Die drei blauen Linien beschreiben die Drehmomentverläufe für die individuelle Maschine sowie für das obere und untere Grenzmuster gemäß der Legende in Abb. 6.8. Die rote Linie beschreibt die Interpolation in die Mitte zwischen den beiden Grenz-Sollstromgenerierungen.

Allgemein folgt durch die Sollstromgenerierung das Drehmoment M seiner Vorgabe M^* – bis zur Stromgrenze. Dort erreicht das Drehmoment sein Maximum, an dem es auch für höhere Vorgaben M^* verharrt. In der sPTC erreicht mit ansteigendem M^* als erstes das untere Grenzmuster, dann die Referenzmaschine und schließlich das obere Grenzmuster die

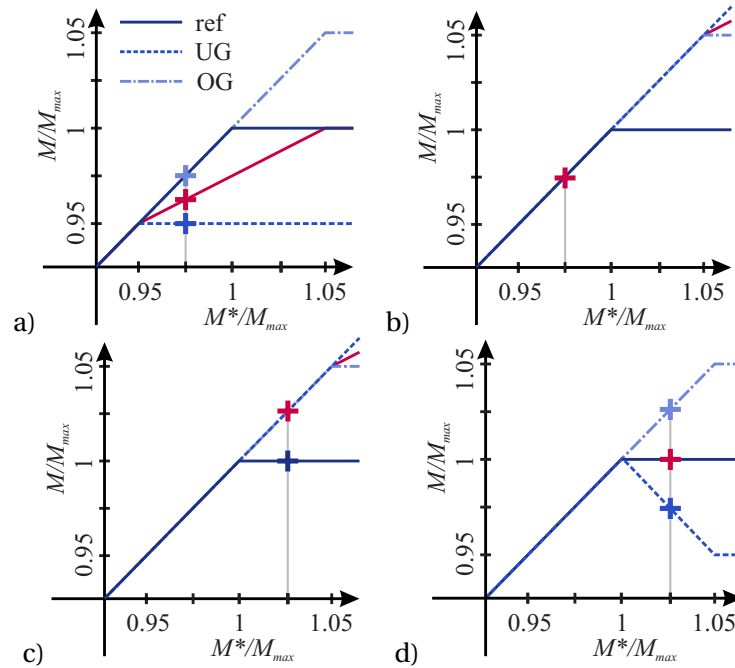


Abb. 6.13: Stellbares Drehmoment von Grenzmustern und Referenzmaschine über angefordertes Drehmoment aufgetragen: a) Da die untere Grenz-Sollstromgenerierung durch die Strombegrenzung limitiert wird, wird bei der Interpolation ein falscher Punkt gewählt (roter Marker). b) Die Erweiterung der Stromgrenze für die untere Grenz-Sollstromgenerierung korrigiert dies. c) Wird allerdings ein Punkt oberhalb des Maximaldrehmoments der individuellen Maschine angefahren, so ergibt sich wiederum ein Drehmomentfehler. d) Der gewählte Stromarbeitspunkt des unteren Grenzmusters muss daher nochmals angepasst werden.

jeweilige Drehmomentgrenze. Somit wird deutlich, dass die direkte Interpolation zwischen den Sollstromwerten der beiden Grenz-Sollstromgenerierungen fälschlicherweise zu einem reduzierten Drehmoment führt. Solange die Sollstrom-Punkte für das angeforderte Drehmoment beider Grenzmuster innerhalb der Stromgrenzen liegen, funktioniert die Interpolation ($M^* < 0,95$). Sobald beide Punkte direkt auf der Stromgrenze liegen, weil beide Grenz-Sollstromgenerierungen das angeforderte Drehmoment auf das Maximum an der jeweiligen MTPF-Kurve limitieren, funktioniert die Interpolation auch ($M^* > 1,05$). Problematisch ist der Bereich dazwischen. In Abb. 6.13a ist dieser Drehmomentfehler darin zu sehen, dass die durchgezogene blaue Linie für die Referenzmaschine nicht mit der roten Linie übereinstimmt. Die rote Linie stellt dabei die Interpolation zwischen oberem und unterem Grenzmuster dar, während die durchgezogene blaue Linie den idealen Verlauf für die Referenzmaschine zeigt.

Eine mögliche Lösung des Problems ist eine Erweiterung des Betriebsbereiches für die untere Grenz-Sollstromgenerierung. Dies bedeutet eine Veränderung der MTPF-Kurve hin zu größeren Maximalströmen, wie in Abb. 6.12b gezeigt. Für das im Beispiel verwendete kommandierte Drehmoment $M^*/M_{max} = 0,98$ ist nun das untere Sollstrompaar $i_{d,UG}/i_{q,UG}$ nicht mehr beschränkt. Eine Interpolation mit $i_{d,OG}/i_{q,OG}$ führt exakt zum gewünschten Drehmoment. Auch Abb. 6.13b zeigt diese Verbesserung: Der rote Marker liegt jetzt exakt auf der durchgezogenen blauen Linie, der ideale Arbeitspunkt wird gewählt.

Allerdings wird diese Lösung durch die Aufgabe einer wichtigen Systemfunktion erkauft: Die implizite Berücksichtigung der Stromgrenze i_{max} durch die Struktur der Sollstromgenerierungen funktioniert nicht mehr. Durch die Veränderung liegt die Schranke für das untere Strompaar oberhalb von i_{max} , als Resultat der Interpolation können sich Sollströme jenseits der physikalischen Stromgrenze ergeben. Zur Veranschaulichung wird ein kommandiertes Drehmoment $M^*/M_{max} = 1,02$ in Abb. 6.13c betrachtet. Eine konventionelle Sollstromgenerierung würde dieses kommandierte auf das maximal mögliche Drehmoment $M^*/M_{max} = 1,0$ limitieren (blauer Marker). Mit der PTC und dem erweiterten Betriebsbereich läge der interpolierte Sollstrompunkt hingegen unzulässigerweise außerhalb der Stromgrenze (roter Marker). Abb. 6.14a zeigt den Effekt im i_d/i_q -Kennfeld, in dem die unzulässige Lage des interpolierten Sollstrom-Punktes außerhalb der Stromgrenze erkennbar ist.

Eine mögliche Lösung ist eine nachgelagerte Überprüfung des durch die PTC ermittelten Stroms i_d/i_q (Block „Strom-Anpassung“ hinter „untere Grenz-Sollstromgenerierung“ in Abb. 6.7b) durch einen Vergleich mit Maximalstrom i_{max} . Wird festgestellt, dass der interpolierte Strom außerhalb seiner Grenzen liegt, wird der Punkt $i_{d,UG}/i_{q,UG}$ angepasst, sodass der interpolierte Strompunkt in jedem Fall die Stromgrenze einhält. Um dies zu erreichen, muss $i_{d,UG}/i_{q,UG}$ entlang der jeweiligen Flussellipse hin zu kleineren Stromamplituden geschoben werden (Abb. 6.14b). Diese Operation kann mithilfe der Vektordarstellung des Stromes \mathbf{i}_{UG} mit Amplitude $|\mathbf{i}_{UG}|$ und Phasenwinkel $\angle \mathbf{i}_{UG}$ durchgeführt werden. Die gesuchte Amplitude lässt sich bestimmen durch:

$$|\mathbf{i}_{UG}| = i_{max} + b(i_{max} - |\mathbf{i}_{UG}|) \quad (6.26)$$

$$\text{mit } b = \frac{i_{sc,UG} - i_{sc,ind}}{i_{sc,ind} - i_{sc,OG}}. \quad (6.27)$$

Mit dieser Stromamplitude wird der interpolierte Strom immer die Stromgrenze i_{max} einhalten. Der Winkel $\angle \mathbf{i}_{UG}$ wird dabei in einer Wertetabelle hinterlegt:

$$\angle \mathbf{i}_{UG} = f(|\mathbf{i}_{UG}|, \psi_{lim}). \quad (6.28)$$

Diese kann mit den anderen Wertetabellen offline aus der Charakteristik des unteren Grenz-musters bestimmt werden. Resultierend ergibt sich für das Drehmoment in der Maschine der in Abb. 6.13d dargestellte erwünschte Verlauf.

6.4.4 Erweiterung 3: Anpassung des Strom-Arbeitspunktes der oberen Grenz-Sollstromgenerierung

Ein dritter Bereich mit signifikantem Drehmomentfehler ist an der unteren MTPF-Kurve, wo der Betriebsbereich ausschließlich von der Spannungsgrenze beschränkt ist. Der Bereich ist in Abb. 6.10a mit der Nummer 2 gekennzeichnet. Das Problem ist mit dem eben behandelten an der Stromgrenze verwandt – auch hier erreicht die untere Grenz-Sollstromgenerierung eine Betriebsgrenze während die obere nicht beschränkt ist. Hier ist eine Anpassung der oberen Grenz-Sollstromgenerierung zweckmäßig.

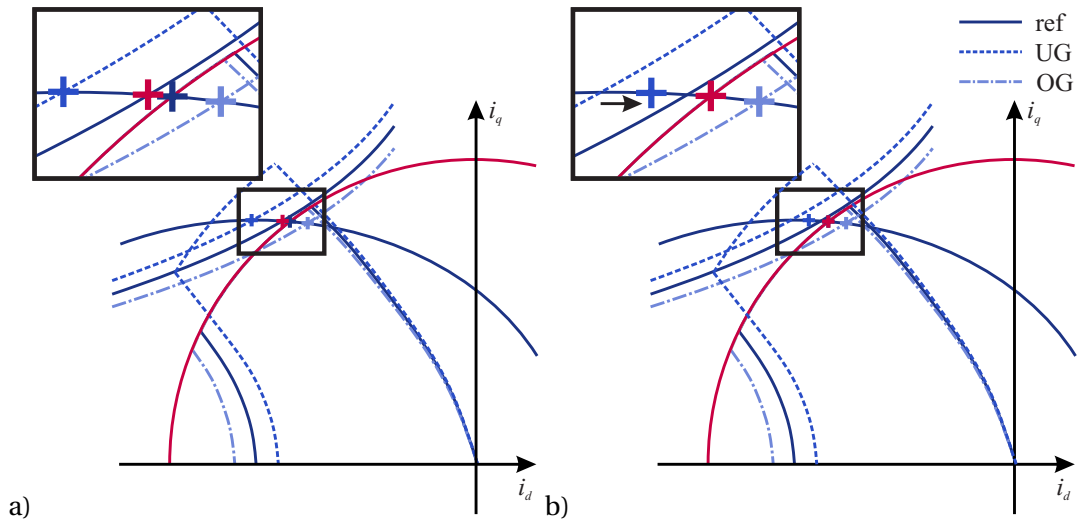


Abb. 6.14: Erweiterung 2 oberhalb des Maximaldrehmomentes der individuellen Maschine: a) Durch die Erweiterung der Stromgrenze der unteren Grenz-Sollstromgenerierung kann der gewählte Arbeitspunkt außerhalb der tatsächlichen Stromgrenze liegen – was nicht zulässig ist. b) Durch eine Verschiebung dieses Arbeitspunktes entlang der Fluss-Isolinie in Richtung Stromgrenze wird diese schließlich wieder eingehalten.

In Abb. 6.15a ist der Effekt zur Verdeutlichung bei einer hohen Drehzahl dargestellt. Darin ist die effektiv limitierende Fluss-Isolinie eingezeichnet (blaue durchgezogene Linie). Nur die Strompunkte, die von ihr eingeschlossen sind, können physikalisch in der Maschine eingestellt werden. Die Ellipsen von unterem und oberem Grenzmuster sind die, die in der jeweiligen Sollstromgenerierung hinterlegt sind. Die nahezu parallel zur d -Achse verlaufenden Drehmomentisolinien repräsentieren denselben kommandierten Drehmomentwert M^* bei den drei Maschinen. Auch hier ist der Schnittpunkt zwischen der jeweiligen Fluss- und der Drehmomentisolinie der ideale Strompunkt. Es fällt auf, dass dieser Schnittpunkt wieder nur durch die obere Grenz-Sollstromgenerierung gefunden werden kann, für das untere Grenzmuster liegt der Punkt außerhalb seiner beschränkenden Ellipse (mittelblaue, rechte, gestrichelte Ellipse). In der unteren Grenz-Sollstromgenerierung wird daher implizit der Punkt mit dem maximalen Drehmoment gewählt, der auf der MTPF liegt – der aber das gewünschte Drehmoment nicht repräsentiert. Beide ermittelten Punkte sind in Abb. 6.15a als Marker eingezeichnet. Werden diese nun linear interpoliert, so wird der rot markierte Strompunkt ermittelt. Dieser erzeugt in der Referenzmaschine ein fälschlicherweise reduziertes Drehmoment, das sowohl unter dem maximal möglichen als auch unter dem angeforderten Drehmoment bleibt (gekennzeichnet durch dunkelblauen Marker).

Eine mögliche Lösung besteht darin, das kommandierte Drehmoment für die obere Grenz-Sollstromgenerierung M_{OG}^* gezielt anzuheben. Die Erhöhung kann dabei aus der Differenz zwischen dem Soll-Drehmoment M_{UG}^* und dem limitierten Drehmoment $M_{lim,UG}$ der unteren Grenz-Sollstromgenerierung bestimmt werden:

$$M_{OG,new}^* = M_{OG}^* + (M_{UG}^* - M_{lim,UG}). \quad (6.29)$$

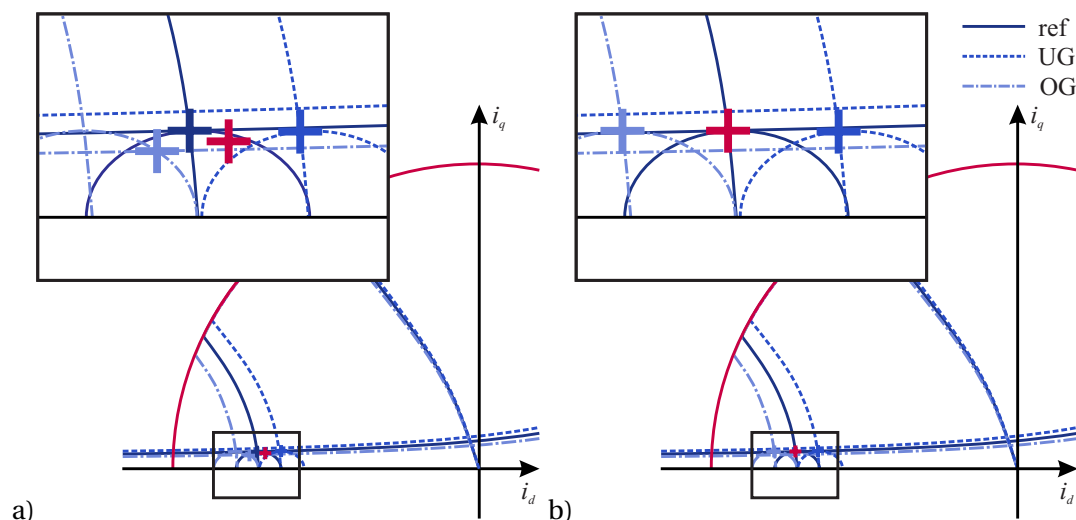


Abb. 6.15: Erweiterung 3: a) für das untere Grenzmuster kann kein Schnittpunkt von Drehmoment- und Fluss-Isolinien gefunden werden. Daher wird der Punkt mit dem maximalen Drehmoment gewählt, der nach der Interpolation mit dem Punkt für das obere Grenzmuster allerdings zu Drehmomentfehlern führt. b) Adaption des Strompunktes des oberen Grenzusters durch Modifikation des Soll-Drehmomentes.

$M_{lim,UG}$ repräsentiert hierbei das maximale Drehmoment, das für eine gegebene Drehzahl erreicht werden kann (Wert an der MTPF-Kurve). Die obere Grenz-Sollstromgenerierung wird dann mit den neu berechneten Drehmoment $M_{OG,new}^*$ kommandiert, was zu einem korrekten i_d/i_q -Punkt für die Referenzmaschine führt (Abb. 6.15b).

6.4.5 Erweiterte Parallel Torque Compensation (PTC)

Werden die Erweiterungen 1-3 in die Struktur aus Abb. 6.7a integriert, so führt das schließlich zur in Abb. 6.7b gezeigten vollständigen Parallel Torque Compensation (PTC). Das kommandierte Drehmoment M^* wird nach Abschnitt 6.4.2 und Abschnitt 6.4.4 modifiziert, bevor es in die obere und untere Grenz-Sollstromgenerierung eingespeist wird. Die Stromgrenze in den Wertetabellen der unteren Grenz-Sollstromgenerierung werden virtuell erweitert gemäß Abschnitt 6.4.3. Mit dieser erweiterten Struktur kann der Drehmomentfehler nochmals deutlich reduziert werden. Abb. 6.10b zeigt die höhere Drehmomentgenauigkeit in der Simulation mit der PTC. Im gesamten Drehmoment-Drehzahl-Bereich wird der Fehler auf ein Maximum von 0,21 % reduziert.

6.4.6 2D-PTC zur Berücksichtigung zweier Einflussfaktoren

Die PTC kann selbstredend nicht nur für die Kompensation von Abweichungen des Permanentmagnetflusses verwendet werden. Wird bei einem Maschinendesign beispielsweise der Luftspalt durch seine Toleranzen als die dominante Einflussgröße identifiziert, so kann die PTC für den Luftspalt ausgelegt werden. Diese basiert dann auf Grenz-Sollstromgenerierungen für den Luftspalt, Erweiterungen 1-3 können exakt so verwendet werden [Bec16].

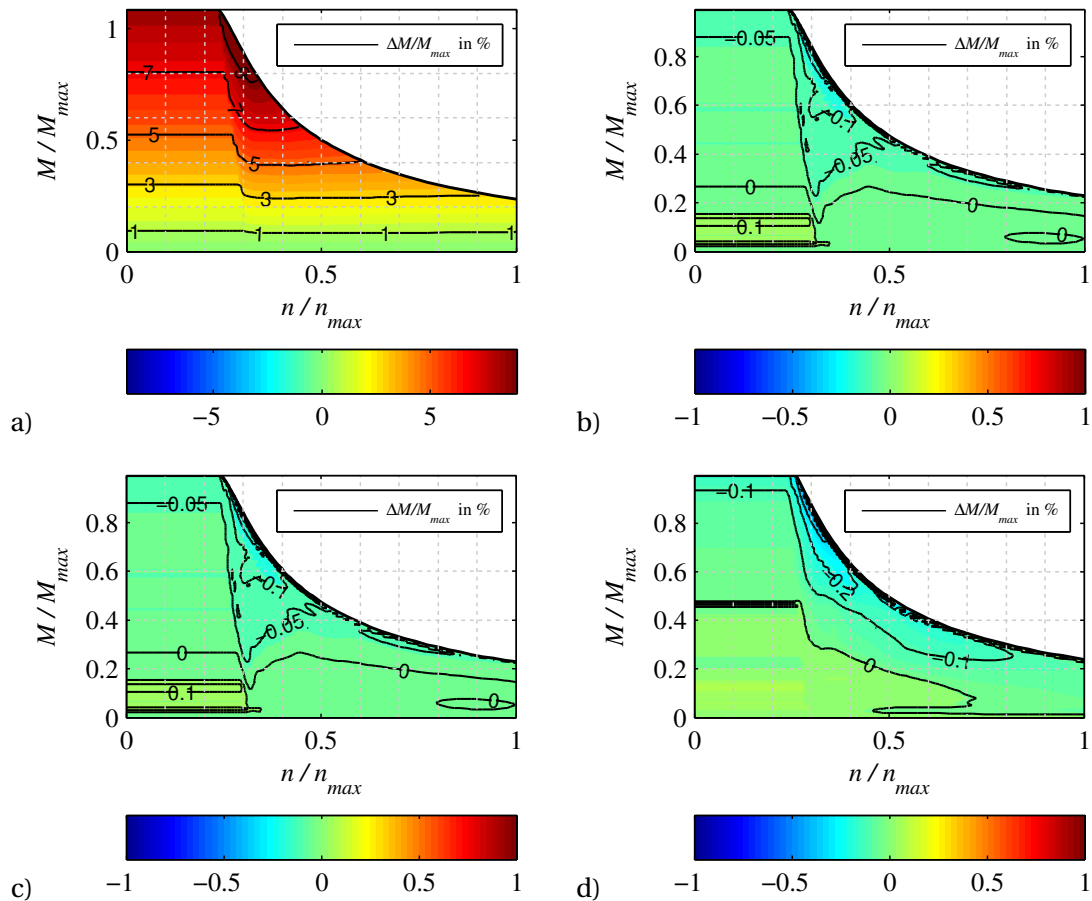


Abb. 6.16: Drehmomentfehler für individuelle Maschinen mit zwei Abweichungen gleichzeitig, im Permanentmagneten und im Luftspalt. a) Eine Maschine mit einer Magnetabweichung von 5% kombiniert mit einer Luftspaltabweichung von 30% ohne Kompensation, b) mit der 2D-PTC (Punkt $i_{dq,F}$ in Abb. 6.18b). c) Eine Maschine im Zentrum der Toleranzbänder mit der 2D-PTC (Punkt $i_{dq,1}$ in Abb. 6.17b) und d) eine Magnetabweichung von 2% kombiniert mit einer Luftspaltabweichung von 25% mit der 2D-PTC (Punkt $i_{dq,2}$ in Abb. 6.17b)

Interessanter ist daher die Frage, wie die PTC für die *unabhängige Kompensation mehrerer Einflussfaktoren* erweitert werden kann. Daher wird im Weiteren eine zweidimensionale 2D-PTC vorgestellt. Zunächst wird wieder als Vergleich der Fall ohne Kompensation betrachtet. Abb. 6.16a zeigt die Simulation einer Referenz-Sollstromgenerierung mit einer Maschine, die sowohl +5% Abweichung im Permanentmagnetfluss als auch +30% im Luftspalt in sich vereint. Hier ist ein maximaler Drehmomentfehler von über 10% sichtbar.

Die Idee hinter der 2D-PTC ist eine erneute Parallelisierung der Struktur aus Abb. 6.7. Dabei werden vier Sollstromgenerierungen parallel zueinander berechnet, von denen jede jeweils ein i_d/i_q -Sollstrompaar bestimmt. Diese Sollströme werden mittels bilinearer Interpolation, einem zweidimensionalen Interpolationsverfahren, miteinander verrechnet. Im Detail sind zwei Arten der Umsetzung möglich:

Abb. 6.17a zeigt die Struktur der ersten Variante, die dem eindimensionalen Pendant am nächsten kommt. Zwei Sollstromgenerierungen repräsentieren die Grenzen für das Toleranzband des Permanentmagnetflusses. Die damit ermittelten Strompaare werden interpoliert,

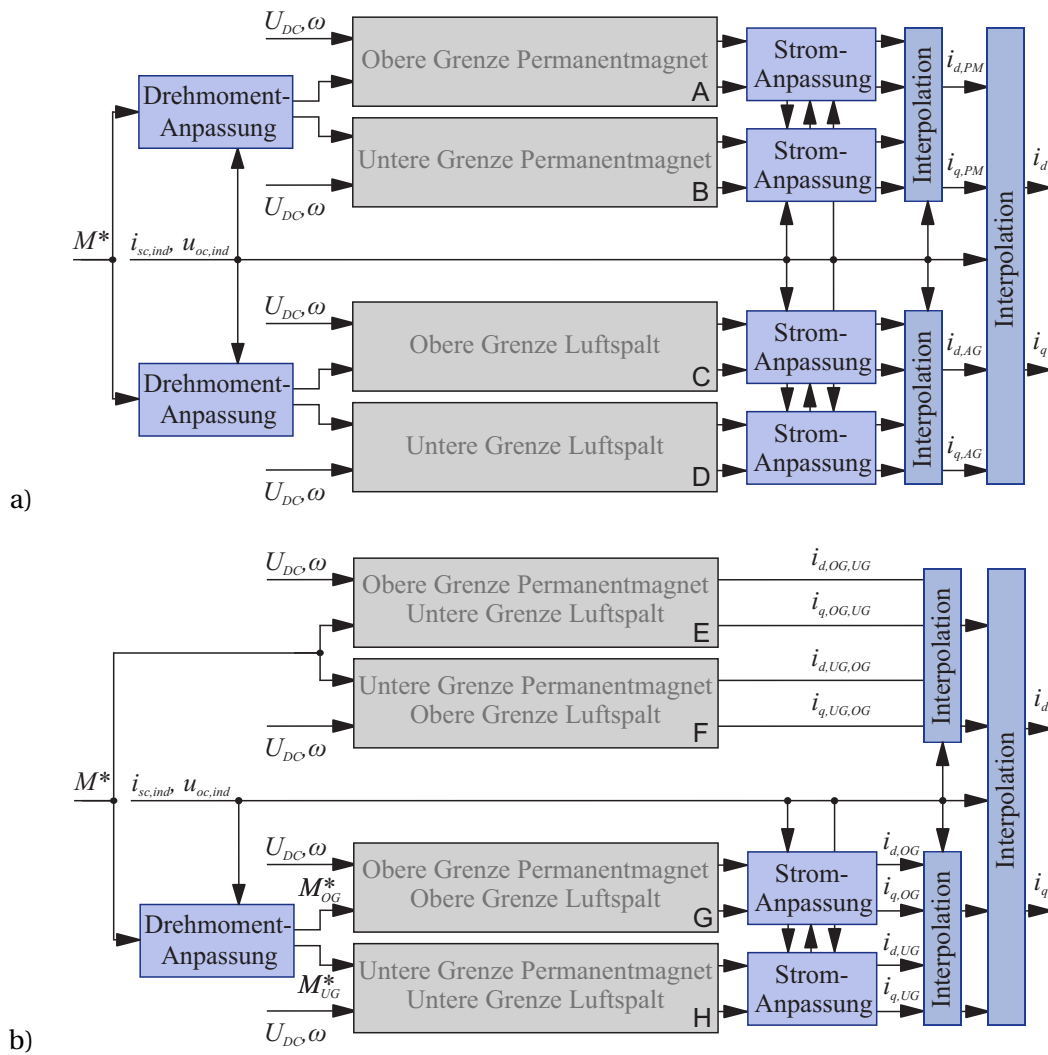


Abb. 6.17: Zwei alternative Arten der Umsetzung der 2D-PTC mithilfe von vier parallelen Sollstromgenerierungen, von denen jede ein i_d / i_q -Strompaar liefert.

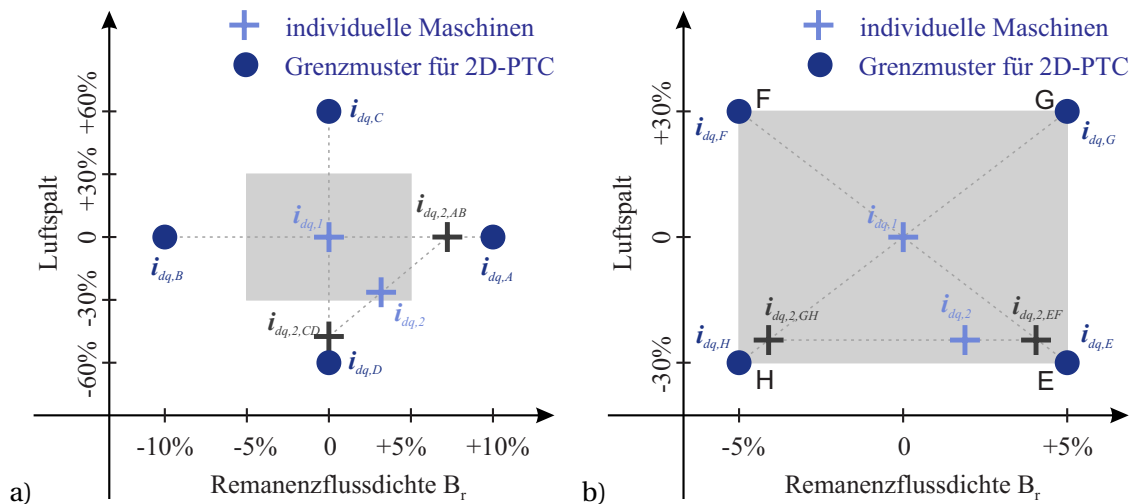


Abb. 6.18: Schematische Darstellung der bilinearen Interpolation auf zwei mögliche Arten in der 2D-PTC. a) Hat jede verwendete Grenz-Sollstromgenerierung nur jeweils eine Abweichung, muss der Interpolationsbereich doppelt so groß gewählt werden wie in b), wo jede Grenz-Sollstromgenerierung zwei Effekte in sich vereint.

wodurch ein einzelnes Strompaar für die Abweichung des Permanentmagneten ermittelt wird. Analog dazu wird ein Strompaar für die Abweichungen des Luftspaltes berechnet, sodass nun wiederum zwei Strompaare vorliegen. Diese werden nun wiederum interpoliert, um so die Sollströme für die individuelle Maschine bereitzustellen.

Abb. 6.18a stellt dieses Vorgehen graphisch dar, indem die Toleranzbereiche für Permanentmagnetfluss und Luftspalt auf den Achsen eines Koordinatensystems aufgetragen werden. Die kreisrunden Marker kennzeichnen darin die Lage der Grenzmuster, deren Charakteristik jeweils in einer der Grenz-Sollstromgenerierungen enthalten ist. Zur Zuordnung von Marker in Abb. 6.18a und Grenz-Sollstromgenerierung in Abb. 6.17a wird eine Kennzeichnung mit den Großbuchstaben A-D verwendet. Jede der Grenz-Sollstromgenerierungen berechnet einen i_d/i_q -Sollstrom, im Weiteren beschrieben durch Vektornotation $\mathbf{i}_{dq,A}$ bis $\mathbf{i}_{dq,D}$. Die vier damit errechneten Sollströme werden entsprechend der Abweichung der individuellen Maschine miteinander interpoliert.

Soll beispielsweise eine individuelle Maschine betrieben werden, die genau in der Mitte der Toleranzbereich liegt, so errechnet die Interpolation beider Koordinatenrichtungen exakt denselben Punkt, der in Abb. 6.18a als $i_{dq,1}$ eingezeichnet ist. Dieser ist damit direkt der gewünschte Punkt. In einem zweiten Beispiel soll der in Abb. 6.18a als $i_{dq,2}$ eingezeichnete Punkt bestimmt werden. Dazu werden durch gewichtete Interpolation der Grenz-Sollströme im ersten Schritt die grauen Marker $i_{dq,2,AB}$ und $i_{dq,2,CD}$ erzeugt. Deren Interpolation führt im zweiten Schritt schließlich zum hellblauen Marker $i_{dq,2}$, der als Sollstrom in die Maschine eingespeist wird.

Das beschriebene Verfahren hat einen entscheidenden Nachteil: Um dabei den gesamten Toleranzbereich abzudecken, müssen die in den einzelnen Grenz-Sollstromgenerierungen enthaltenen Charakteristika einen im Vergleich zum Toleranzbereich doppelt so großen Bereich abdecken. Dies führt zu erhöhten Fehlern bei der linearen Interpolation der nichtlinearen Zusammenhänge und damit zu größeren Drehmomentfehlern. Aus diesem Grund wird der Ansatz nicht weiter verfolgt.

Abb. 6.17b zeigt die Struktur einer zweiten denkbaren Variante. Hier beinhaltet jede der Grenz-Sollstromgenerierungen zwei Abweichungen, eine bezüglich Permanentmagnet, eine bezüglich Luftspalt. Sie stellen damit die vier Eckpunkte des Toleranzbereiches dar, wie in Abb. 6.18b gezeigt. Zur Zuordnung wird auf eine Kennzeichnung mit den Großbuchstaben E-H zurückgegriffen. Die vier berechneten Sollströme $\mathbf{i}_{dq,E}$ bis $\mathbf{i}_{dq,H}$ werden ebenfalls mittels bilinearer Interpolation zusammengeführt. Zum Beispiel werden im ersten Schritt $\mathbf{i}_{dq,EF}$ und $\mathbf{i}_{dq,GH}$ bestimmt und diese schließlich weiter zu $i_{dq,2}$ verrechnet.

Dabei sind zwei der vier Grenz-Sollstromgenerierung klar definiert: Die eine repräsentiert das *oberste* Grenzmuster mit den stärkeren Magneten und dem kleineren Luftspalt, die mit den schwächeren Magneten und dem größeren Luftspalt das *unterste* Grenzmuster. Diese beiden Grenz-Sollstromgenerierungen werden mit den Erweiterungen aus Abschnitt 6.4.2-6.4.4 behandelt. Die verbleibenden beiden Grenz-Sollstromgenerierungen beinhalten jeweils gegenteilige Effekte: Eine repräsentiert die obere Toleranzgrenze für den Permanentmagneten und die untere für den Luftspalt, die andere genau entgegengesetzt. Die beiden Effekte wirken

einander entgegen und heben sich teilweise auf. Daher werden die Sollströme dieser Strukturen nicht nachbehandelt, was allerdings zu kleineren Drehmomentfehlern führen kann.

Die Nutzung der Eckpunkte des Toleranzbereiches bietet allerdings den großen Vorteil, dass die verwendeten Grenz-Charakteristika tatsächlich die Grenzen des Toleranzbereiches darstellen und nicht außerhalb liegen. Man beachte dazu die unterschiedliche Skalierung der Achsen in Abb. 6.18a und b.

Abb. 6.16b zeigt die Anwendung der 2D-PTC auf die Maschine, die mit einer Referenz-Sollstromgenerierung das Kennfeld in Abb. 6.16a erzeugt. Diese Maschine vereint sowohl +5 % Abweichung im Permanentmagnetfluss als auch +30 % im Luftspalt in sich (Punkt $i_{dq,F}$ in Abb. 6.18b). Unkompensiert ist ein maximaler Drehmomentfehler von über 10 % sichtbar, mit der 2D-PTC sinkt dieser auf 0,15 %. Die Verbesserung an diesem Punkt ist allerdings zu erwarten, schließlich liegt einer der Stützpunkte der 2D-PTC genau dort. Abb. 6.16c zeigt hingegen den Drehmomentfehler an einem Punkt, für den interpoliert werden muss. Betrachtet wird eine individuelle Maschine genau im Zentrum des Toleranzbereiches (Punkt $i_{dq,1}$ in Abb. 6.18). Auch hier beträgt der Fehler im Drehmoment lediglich 0,14 %. Abb. 6.16d zeigt schließlich ein Szenario mit asymmetrischer Interpolation. Hier wird die 2D-PTC simulativ auf eine Maschine angewandt, die bei einer Magnetabweichung von 2 % und einer Luftspaltabweichung von 25 % liegt (Punkt $i_{dq,2}$ in Abb. 6.18) Selbst hier liegt der Fehler maximal bei noch guten 0,26 %.

Die diskutierten Ergebnisse der Simulationen zeigen, dass die 2D-PTC erfolgreich umgesetzt werden kann und hohe Drehmomentgenauigkeit liefert. Allerdings ist der Aufwand für die Berechnung der Struktur im Mikrocontroller nicht unwesentlich. Schon die PTC alleine verursacht gegenüber der konventionellen Sollstromgenerierung mehr als eine Verdopplung von Speicherbedarf und Rechenzeit. Für die 2D-PTC ist basierend darauf mit mehr als einer Vervierfachung der benötigten Ressourcen zu rechnen. Daher soll im Folgenden ein Verfahren vorgestellt werden, das deutlich weniger Rechen- und Speicherintensiv und dabei beliebig auf andere Ursachen für Abweichungen skalierbar ist.

6.5 Iterative Torque Compensation (ITC)

Eine Alternative stellt die Kompensation durch Drehmomentschätzung, Iterative Torque Compensation (ITC), dar. Die Methode wird vom Autor in [OGB17] vorgestellt. Wie in Abb. 6.19 gezeigt, wird die ITC um die konventionelle Sollstromgenerierung aus Abb. 2.13 herum aufgebaut. Die Sollstromgenerierung enthält Wertetabellen der Referenzmaschine. Aus einem eingespeisten Soll-Drehmoment werden daher die für die Referenzmaschine gültigen i_d/i_q -Stromwerte ermittelt. Diese werden in einen Drehmoment-Schätzer gespeist. Darin wird auf Basis der adaptierten Fluss-Charakteristika $\psi_{d,adapt}$ und $\psi_{q,adapt}$ aus Abschnitt 6.3.1 das Drehmoment, das sich bei diesem Strompunkt in der individuellen Maschine tatsächlich einstellen würde, berechnet. Diese Drehmomentschätzung M_{adapt} wird als Rückkopplung verwendet und in die Iteration gespeist. Dort wird sie mit dem Soll-Drehmoment M^* verglichen und das Soll-Drehmoment so angepasst, dass der Drehmomentfehler minimiert wird. Die dafür verwendeten Funktionen werden im Folgenden detailliert beschrieben.

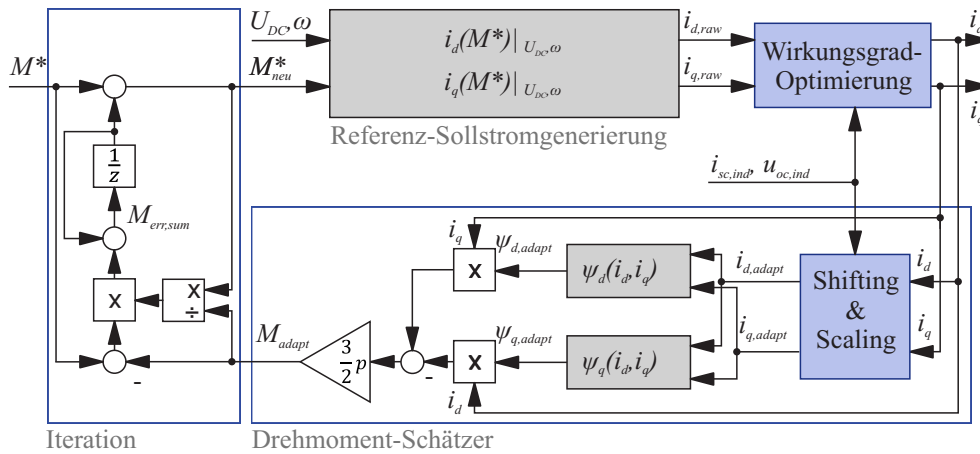


Abb. 6.19: Iterative Torque Control (ITC): Die konventionelle Sollstromgenerierung bestimmt einen initialen Sollstrom. Aus diesem wird unter Berücksichtigung der Abweichungen in der Maschine das Drehmoment geschätzt. Der Fehler zwischen dem geschätzten Drehmoment und dem kommandierten Drehmoment kann durch die Rückkopplung ausgeregelt werden.

6.5.1 Drehmomentschätzung

In diesem Block werden die verketteten Flüsse $\psi_{d,adapt}$ und $\psi_{q,adapt}$ als Schätzungen für die Flüsse in der individuellen Maschine bestimmt. Dabei werden die in Abschnitt 6.3.1 hergeleiteten Rechenregeln in der Struktur umgesetzt.

Die Charakteristik der Referenzmaschine, repräsentiert durch $\psi_{d,ref}(i_d, i_q)$ und $\psi_{q,ref}(i_d, i_q)$, ist als Wertetabellen hinterlegt. Wird diese bei den angepassten Strömen $i_{d,adapt}/i_{q,adapt}$ anstatt bei i_d/i_q ausgewertet, so ergeben sich nach (6.6) direkt die auf Basis der Modifikation geschätzten Flüsse für einen i_d/i_q -Strom. Diese geschätzten verketteten Flüsse sind schwarz gestrichelt in Abb. 6.5a-d und Abb. 6.6a-d dargestellt. Darauf basierend kann das adaptierte Drehmoment M_{adapt} mithilfe der Drehmomentgleichung aus (6.18) bestimmt werden. Dieses entspricht den schwarz gestrichelten Linien in Abb. 6.5e und Abb. 6.6e. Es stellt eine gute Schätzung für das in der individuellen Maschine tatsächlich anliegende Drehmoment dar. Dieser Schätzwert wird in die Iteration als Rückführung eingespeist.

6.5.2 Drehmomentschätzung: Alternative Implementierung

Eine alternative Implementierung der Drehmoment-Schätzung ist ebenfalls denkbar: In Anlehnung an die PTC kann statt der Implementierung des Blocks „Shifting und Scaling“ in Abb. 6.19 der komplette Drehmoment-Schätzer gedoppelt werden. Die beiden parallelen Schätz-Strukturen werden jeweils mit den Charakteristiken eines oberen und eines unteren Grenzusters bestückt. So wird für das obere und das untere Grenzuster ein geschätztes Drehmoment M_{adapt} ermittelt, die entsprechend der Lage der individuellen Maschine interpoliert werden.

Im Gegensatz zur PTC müssen hierbei keine Erweiterungen durchgeführt werden. Diese sind bei der PTC nur wegen dem unstetigen Verhalten an den Betriebsgrenzen notwendig, das

es bei der ITC so nicht gibt. Der Ansatz erhöht jedoch in jedem Fall den Aufwand hinsichtlich Speicher im Mikrocontroller, da zwei Charakteristika abgelegt und ausgewertet werden. Insbesondere im Hinblick auf die Kompensation mehrerer Einflussgrößen wird der Aufwand signifikant größer. Aufgrund dieser Nachteile wird der Ansatz nicht weiter betrachtet.

6.5.3 Iteration

Die rückgeführte Drehmomentschätzung M_{adapt} wird im Iterations-Block mit dem Soll-Drehmoment M^* verglichen. Die Berechnungen in der Sollstromgenerierung und im Drehmoment-Schätzer sind sequentiell, die Schätzung steht also ohne Zeitverzug zur Verfügung. Daher kann der Vergleich des Soll-Drehmoments mit der Schätzung aus demselben Abtast- bzw. Rechenschritt durchgeführt werden. So ist es möglich, bereits im darauffolgenden Rechenschritt den Drehmomentfehler zu eliminieren.

Um das Zeitverhalten im Detail zu analysieren, können die „Referenz-Sollstromgenerierung“ und der „Drehmoment-Schätzer“ abstrahiert werden. Ihre kombinierte Übertragungsfunktion

$$G(z) = \frac{M_{adapt}(z)}{M_{neu}^*(z)} \quad (6.30)$$

kann zu einem (zeitveränderlichen) Skalar reduziert werden. Dieser Skalar hängt auf nichtlineare Art einerseits von der Abweichung zwischen Referenz- und individueller Maschine und andererseits von der entsprechenden i_d/i_q -Kombination ab. Er ist zwar variabel während des Betriebs, für die in dieser Arbeit diskutierten Abweichungen wird er aber immer im relativ schmalen Band

$$0,8 < |G(z)| < 1,2 \quad (6.31)$$

liegen. Dabei bestimmen die EOL-Messungen von Kurzschluss und Leerlaufspannungen, die sich während des Betriebs nicht ändern, ganz wesentlich die Positionierung innerhalb dieses Bandes¹. Die verbleibende Variabilität besteht daher in einem noch deutlich engeren Bereich. Bei einer Implementierung muss beachtet werden, dass bei (6.30) bei einem Soll-Drehmoment von $M^* = 0$ eine Division durch null auftritt, die abgefangen werden muss. Auch der Bereich nahe null ist kritisch, da hier schon kleine numerische Fehler in den Blocks „Referenz-Sollstromgenerierung“ und „Drehmomentschätzung“ zu großen Effekten in $G(z)$ führen können. Eine Lösung bietet die Beschränkung von (6.30) auf den Bereich (6.31). Das ist zulässig, da Werte außerhalb dieses Bandes ohnehin nicht zu erwarten sind. Für die bessere Lesbarkeit wird die Abhängigkeit der Größen von z im Folgenden nicht mehr explizit angegeben.

Mit dieser skalaren Übertragungsfunktion G kann dann der Drehmomentfehler M_{err} angegeben werden:

$$\begin{aligned} M_{err} &= (M^* - M_{adapt}) \\ &= (M^* - G M_{neu}^*). \end{aligned} \quad (6.32)$$

¹ Die Übertragungsfunktion ist letztlich eine dynamisch veränderliche Version des Faktors c_{FTC} aus Abschnitt 6.2.

Der Fehler wird gewichtet mit der reziproken Übertragungsfunktion. Dieser gewichtete Fehler ist der Betrag, um den das Soll-Drehmoment höher sein muss, damit der Fehler $M_{err} = 0$ wird. Die Integration dieses Betrags führt zum kumulierten Drehmomentfehler $M_{err,sum}$. Aus diesem wird ein modifiziertes Soll-Drehmoment M_{neu}^* für den nächsten Rechenschritt bestimmt:

$$\begin{aligned} M_{err,sum} &= \frac{M_{neu}^*}{M_{adapt}} (M^* - M_{adapt}) + z^{-1} M_{err,sum} \\ &= \frac{1}{G} (M^* - M_{adapt}) + z^{-1} M_{err,sum} \end{aligned} \quad (6.33)$$

$$M_{neu}^* = M^* + z^{-1} M_{err,sum}. \quad (6.34)$$

Durch Kombination der beiden Gleichungen kann die Übertragungsfunktion M_{neu}^*/M^* abgeleitet werden:

$$\begin{aligned} \frac{M_{neu}^*}{M^*} &= \frac{1 + \frac{1/Gz^{-1}}{1-z^{-1}}}{1 + \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}} \\ &= 1 - z^{-1} \left(1 - \frac{1}{G}\right). \end{aligned} \quad (6.35)$$

Bei der Übertragungsfunktion fällt auf, dass der Wert von M_{neu}^* für den aktuellen Zeitschritt lediglich vom Soll-Drehmoment M^* des aktuellen und vorhergehenden Zeitschritt abhängig ist. Die Rückkopplung wird lediglich für die Berechnung der Übertragungsfunktion G benötigt, die sich allerdings nur geringfügig ändert. Nach außen wirkt die Struktur daher als FIR-Filter erster Ordnung für das Soll-Drehmoment. Die variable Verstärkung des Filters ist dabei die Abweichung zwischen Referenz- und individueller Maschine.

In Abb. 6.20 ist das Frequenzverhalten der Struktur dargestellt. Für niedrige Frequenzen ist der Amplitudengang nahezu konstant und die Phasenverschiebung vernachlässigbar. Dies gilt in jedem Fall für Frequenzen kleiner als 10 % der Schaltfrequenz, die für die meisten Traktionsanwendungen ausreichend sind. Sollten allerdings höhere Frequenzen im Soll-Drehmoment erforderlich sein, so können drei mögliche Maßnahmen Abhilfe schaffen. Zum einen kann die Rechenfrequenz des entsprechenden Tasks im Mikrocontroller angehoben werden, sodass sich die Eckfrequenz der Übertragungsfunktion entsprechend verschiebt. Zum anderen kann das Soll-Drehmoment am Eingang des ITC-Verfahrens vorgesteuert werden. Als einfache Möglichkeit bietet sich an, die FTC als Vorsteuerung zu verwenden. Damit muss die ITC lediglich die minimale Differenz zur FTC ausgleichen, was ihren Amplitudenhub über alle Frequenzen deutlich reduziert. Sollte die erforderliche Dynamik dennoch nicht erreicht werden, kann schließlich die Consecutive Torque Compensation (CTC) verwendet werden. Diese ist eine Modifikation der ITC und wird in Abschnitt 6.6 eingeführt.

6.5.4 Kompensation bei maximaler Effizienz

Bis zu diesem Punkt wird bei der Diskussion der ITC lediglich die Drehmomentgenauigkeit thematisiert. Abb. 6.21 veranschaulicht einen zweiten Effekt, den es zu betrachten lohnt.

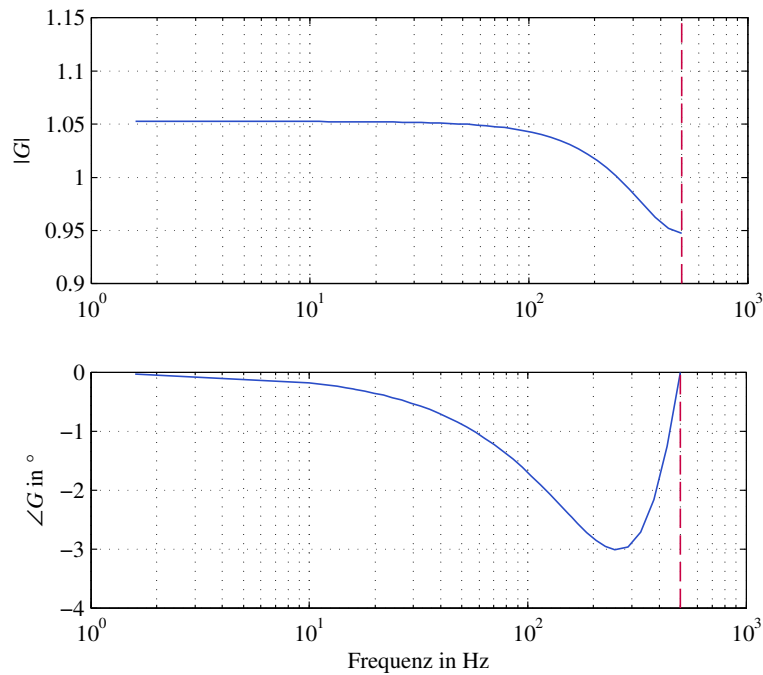


Abb. 6.20: Frequenzverhalten der ITC-Struktur mit einer beispielhaften Abtast- und Rechenzeit von 1 ms

Die Wertetabellen in der Sollstromgenerierung bleiben bei der ITC-Struktur unangetastet, sie passen daher exakt zur Referenzmaschine. Damit sind auch die Grenzen des Betriebsbereiches die der Referenzmaschine. Hinsichtlich Drehmomentgenauigkeit ist das kein Problem, da die Grenzen über die Iteration implizit an die individuelle Maschine angepasst werden. Allerdings kann es zu suboptimaler Ansteuerung der individuellen Maschine führen. Im Folgenden soll das Problem an einem konkreten Zahlenbeispiel veranschaulicht werden.

6.5.4.1 Drehmomentreduktion durch Diskrepanz zwischen Steuerung und Maschine

Man nehme beispielhaft ein Soll-Drehmoment von 100 Nm bei hoher Drehzahl an. Eine individuelle Maschine („ind“) mit im Vergleich zur Referenzmaschine („ref“) schwächeren Magneten wird betrieben. Der tatsächlich limitierende verkettete Fluss in der Maschine ist repräsentiert durch eine Fluss-Isolinie ψ_{lim} der *individuellen* Maschine in Abb. 6.21. Das tatsächlich maximal verfügbare Drehmoment von 48 Nm steht daher an der *MTPF-Kurve der individuellen* Maschine an. Der Schnittpunkt dieser MTPF-Kurve und der Drehmoment-Isolinie des maximalen Drehmomentes $M_{ind,MTPF} = 48$ Nm stellt damit den idealen Betriebspunkt dar (als hellblauer Marker i_4 eingezeichnet).

Das System wird nun aber mit der Referenz-Sollstromgenerierung betrieben, die entsprechend andere Grenzen des gültigen Betriebsbereiches (MTPC und MTPF der Referenzmaschine) hinterlegt hat. Wird in diese Sollstromgenerierung ein Soll-Drehmoment von 100 Nm eingespeist, so ist dieses auch für die Referenzmaschine größer als das maximale Drehmoment für die gegebene Drehzahl. Daher wird in der Sollstromgenerierung der Schnittpunkt ihrer hinterlegten MTPF-Kurve und der Fluss-Isolinie ψ_{lim} der *individuellen* Maschine als Soll-Arbeitspunkt identifiziert (als roter Marker i_3 eingezeichnet). Dieser Punkt befindet sich nun

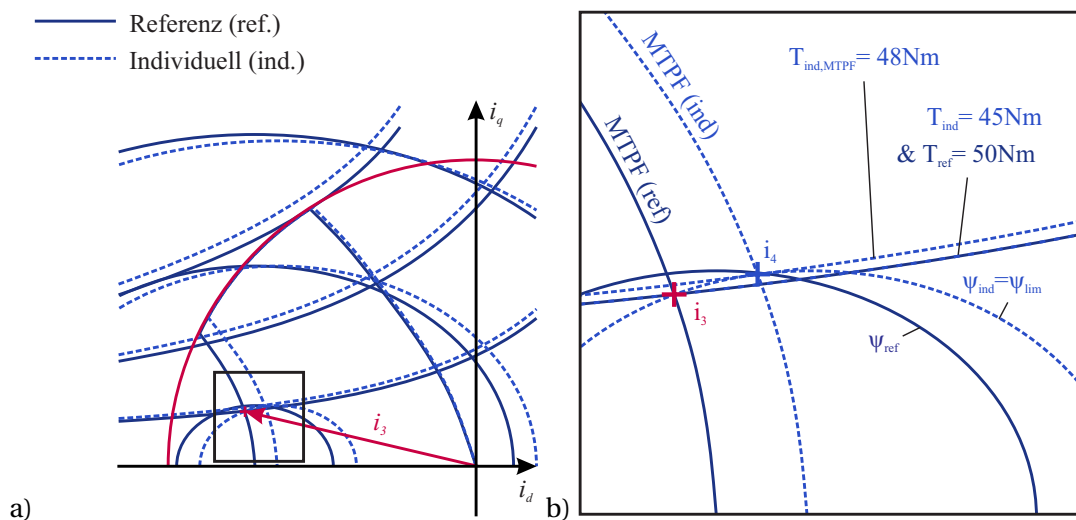


Abb. 6.21: Die Bestimmung des i_d/i_q -Punktes mit der Referenz-Sollstromgenerierung für eine individuelle Maschine ist suboptimal. a) komplette i_d/i_q -Ebene und b) an die MTPF-Kurve herangezoomt.

jenseits der MTPF-Kurve der individuellen Maschine. Um ihn zu erreichen, wird ein höherer Strom eingepreßt, als er für den eigentlich idealen Punkt i_4 benötigt würde. Zudem wird dort nur ein reduziertes Drehmoment erreicht: Lediglich 45 Nm werden erreicht, obwohl mit der Maschine am Punkt i_4 $M_{ind, MTPF} = 48 \text{ Nm}$ erreicht werden könnten. Wird also mit einer Referenz-Sollstromgenerierung maximales Drehmoment gefordert und die Magnete der betriebenen individuellen Maschine sind schwächer als die der Referenz, so wird nicht das maximale Maschinendrehmoment erreicht. Dabei entstehen auch noch erhöhte ohmsche Verluste, weil der eingepreßte Strom größer ist als nötig. Am signifikantesten ist der Effekt bei hohen Drehzahlen und kleiner Zwischenkreisspannung, weil hier der begrenzende Fluss ψ_{lim} den kleinsten Betrag aufweist und die zugehörige Ellipse klein ist. Dieser Effekt ist durchaus signifikant und durch Messung nachweisbar, siehe dazu Abb. 7.7 im folgenden Kapitel.

Der Effekt tritt genauso bei individuellen Maschinen mit *stärkeren* Magneten auf. Bei diesen Maschinen liegt die tatsächliche MTPF-Kurve im i_d/i_q -Kennfeld links von der der Referenzmaschine. Damit können die idealen Arbeitspunkte auf der MTPF überhaupt nicht angefahren werden, weil der in den Wertetabellen der Referenz-Sollstromgenerierung hinterlegte Betriebsbereich diese nicht einschließt. Damit kann das Drehmoment der Maschine nicht voll ausgenutzt werden. Die Arbeitspunkte, die zu maximalem Drehmoment führen, werden nicht erreicht, weil der Strombetrag des eingepreßten Stromes fälschlicherweise begrenzt wird. Dies ist dennoch der bessere Fall, da zumindest nicht die Effizienz in Mitleidenschaft gezogen wird.

Wie in Kapitel 7 noch gezeigt wird, ist das Drehmoment einer Maschine mit stärkeren Magneten bei allen Drehzahlen größer als das der Referenzmaschine. Wird also vom System nur das maximale Drehmoment der Referenzmaschine erwartet, so wird eine stärkere Maschine dieses auch erfüllen, selbst wenn sie nicht ideal angesteuert wird. Soll also keine weitere Anpassung durchgeführt werden, so sollte die Referenz-Sollstromgenerierung in der Entwicklung immer mit der *schwächsten Maschine* ausgelegt werden. Damit wird das Soll-Drehmoment

immer mindestens erreicht – durch die suboptimale Ansteuerung geht lediglich bei stärkeren Maschinen etwas Maximaldrehmoment verloren.

Alternativ kann eine zusätzliche Adaption in Form des Blocks „Effizienz-Optimierung“ in die ITC in Abb. 6.19 integriert werden. Dieser manipuliert die i_d/i_q -Ströme, die aus der Sollstromgenerierung kommen. Wie in Abb. 6.21 sichtbar, schneidet die MTPF-Kurve die d -Achse genau im Null-Fluss-Punkt i_0 . Diese Information kann ausgenutzt werden, um alle ermittelten i_d -Ströme gezielt zu manipulieren:

$$i_d = \frac{i_{sc,ind}}{i_{sc,ref}} i_{d,raw}. \quad (6.36)$$

Für den Betrieb einer schwächeren Maschine werden dadurch die Beträge aller i_d -Ströme leicht reduziert. Ein Punkt, der dann laut Referenz-Sollstromgenerierung auf der MTPF-Kurve der Referenzmaschine liegt (roter Marker) wird dann entlang der Isolinie maximalen Flusses ψ_{lim} zur MTPF-Kurve der individuellen Maschine geschoben. Wie oben erläutert ist dies der Arbeitspunkt, der maximales Drehmoment liefert – wodurch das Ziel erreicht ist. Das „willkürliche“ Verschieben des i_d -Stromes ist deshalb möglich, weil die ITC-Struktur durch die Rückkopplung immer dafür sorgt, dass eine hohe Drehmomentgenauigkeit gegeben ist. Allerdings muss ein Sonderfall berücksichtigt werden: Die System-Stromgrenze i_{max} ist in den Wertetabellen der Sollstromgenerierung implizit enthalten. Wird nun der i_d -Strom nachträglich modifiziert, so muss dafür Sorge getragen werden, dass das Strom-Limit trotzdem gewahrt bleibt.

6.5.4.2 Rückwirkungen auf den Aussteuerungsregler

Über den Effekt der suboptimalen Ansteuerung hinaus hat eine Diskrepanz zwischen Sollstromgenerierung potentiell einen negativen Einfluss auf die Aussteuerungsregelung.

Wie in Abschnitt 2.3.2 ausgeführt, ergibt sich für jeden Arbeitspunkt bei einer gegebenen Drehzahl und Zwischenkreisspannung ein maximal in der Maschine möglicher verketteter Fluss. Der Aussteuerungsregler bestimmt gemäß Abschnitt 2.3.4 dynamisch zur Laufzeit diesen beschränkenden Fluss und gibt ihn an die Sollstromgenerierung weiter. In dieser wird der zulässige Arbeitsbereich auf das Innere der diesem Fluss zugeordneten Ellipse beschränkt. Der Aussteuerungsregler hat als Regelgröße den Aussteuerungsgrad a , der in (2.26) als Quotient

$$a = \frac{|\mathbf{u}_{dq}|}{U_{zk}} \quad (6.37)$$

definiert wird. Ist die verwendete Spannung \mathbf{u}_{dq} zu groß, so senkt der Regler den limitierenden Fluss. So wird die Größe der beschränkenden Flussellipse in Richtung ihres Zentrums i_0 verkleinert und im Normalfall die benötigte Spannung \mathbf{u}_{dq} reduziert.

Dabei wird der Arbeitsbereich allerdings auf das innere der *hinterlegten* Flussellipse beschränkt, die nicht deckungsgleich mit der *tatsächlich* beschränkenden Ellipse ist. Im Extremfall bei sehr kleiner beschränkender Ellipse tritt der Fall auf, in dem eine weitere Verkleinerung der Ellipse eine Erhöhung statt einer Reduktion der Spannung zur Folge hat. Kommt der Regler beim dynamischen Anfahren eines Betriebspunkt in diesen Bereich, kann dies zu Instabilität

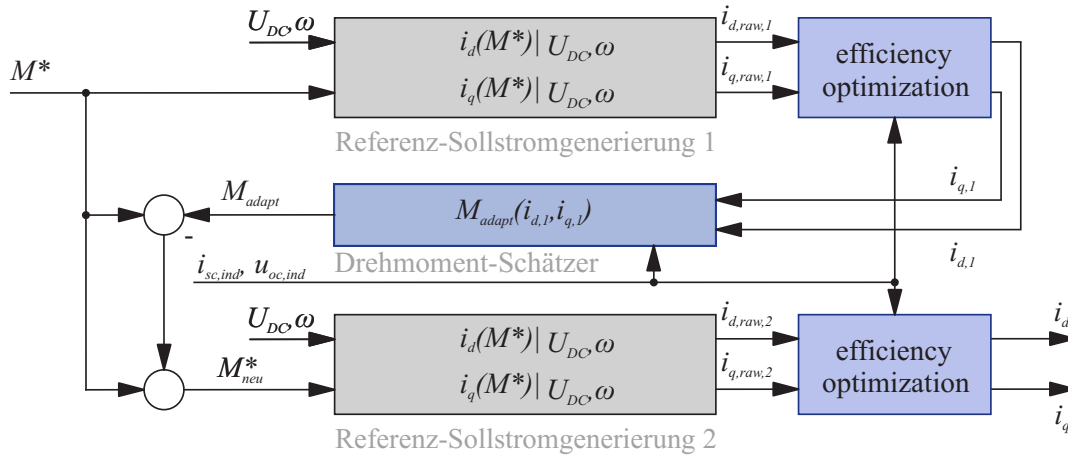


Abb. 6.22: CTC ist eine Modifikation der ITC, bei der durch zusätzlichen Speicher- und Rechenaufwand der Nachteil des Tiefpassverhaltens der Iterationsstruktur aufgehoben wird

des Regelkreises führen. Diese Reglerinstabilität kann prinzipiell über eine Stellgrößenbeschränkung für den Aussteuerungsregler verhindert werden: Der limitierende Fluss wird nach unten beschränkt, sehr kleine beschränkende Ellipsen sind nicht mehr erlaubt. Damit kann der Bereich, in dem der Regler instabil wird, aus dem Betriebsbereich ausgenommen werden.

Ein weiteres Problem bleibt jedoch bestehen: So kann der Fluss des Permanentmagneten nicht ausreichend geschwächt werden, weil der tatsächliche Null-Fluss-Punkt außerhalb der hinterlegten Flussellipse liegt. Wird diesem Effekt nicht begegnet, so ist der Betrieb bei sehr hohen Drehzahlen und sehr kleinen Zwischenkreisspannungen nicht mehr möglich, weil die Ansteuerung dies nicht zulässt. Dies kann nur über die Manipulation der Ströme gemäß (6.36) gelöst werden. Damit wird sichergestellt, dass der Punkt i_0 in den hinterlegten Kennfeldern mit seiner tatsächlichen Lage übereinstimmt.

6.6 Consecutive Torque Compensation (CTC)

Abb. 6.22 zeigt eine alternative Implementierung des Kompensationsprinzips der ITC, die Consecutive Torque Compensation (CTC). Dabei wird wie bei der ITC eine Drehmoment-schätzung eingesetzt, mit dem die Differenz zwischen Soll-Drehmoment M^* und dem für eine individuelle Maschine geschätzten Drehmoment M_{adapt} berechnet werden kann. CTC besitzt dabei keine Rückkoppelschleife, sie wird rein sequentiell ausgeführt. Die i_d/i_q -Ströme werden direkt und ohne jegliche Zeitverzögerung ermittelt.

Dieses Verhalten kann erreicht werden, indem der Block mit der Sollstromgenerierung gedoppelt wird. Der zweite Block ist identisch mit der ersten Sollstromgenerierung, auch er enthält die Wertetabellen basierend auf der Referenzmaschine. In der Sollstromgenerierung 1 wird ein i_d/i_q -Strompaar bestimmt, das ausschließlich für die Drehmomentschätzung Verwendung findet, um M_{adapt} zu berechnen. Die Differenz $M^* - M_{adapt}$ wird allerdings nicht als Rückkopplung genutzt, sondern zu M^* addiert, um ein neues Soll-Drehmoment M_{neu}^* zu berechnen:

$$M_{neu}^* = M^* + M^* - M_{adapt} = 2M^* - M_{adapt}. \quad (6.38)$$

Das so ermittelte neue Soll-Drehmoment wird dann in Sollstromgenerierung 2 eingespeist. Hier wird schließlich die i_d/i_q -Kombination berechnet, die dann als Strom-Sollwerte für die Regelung der Maschine verwendet werden.

Eine wichtige Voraussetzung für die CTC ist ein ausreichend lineares Kleinsignalverhalten des Systems: Wird bei der Schätzung ein zu hohes Drehmoment M_{adapt} gegenüber M^* ermittelt, so wird das Soll-Drehmoment M_{neu}^* für die Sollstromgenerierung 2 um diesen Betrag reduziert. Vorausgesetzt wird, dass sich bei einer erneuten Schätzung auf Basis der finalen i_d/i_q -Werte kein Drehmomentfehler mehr ergibt. Dies ist natürlich nur bei Linearität um den Arbeitspunkt gegeben. Eine hinreichende Linearität vorausgesetzt, bietet die CTC gegenüber der ITC den Vorteil, dass das Zeitverhalten des Drehmoment-Sollwertes nicht beeinflusst wird. Allerdings ist der Rechenaufwand signifikant höher, da die Sollstromgenerierung gedoppelt wird.

6.7 Fazit

Zur Kompensation produktionsbedingter Drehmomentfehler stehen mehrere Verfahren zur Auswahl. Die hinsichtlich Implementierung einfachste Methode ist die FTC, die dem Soll-Drehmoment der konventionellen Sollstromgenerierung einen einfachen Faktor voranstellt. Der Faktor ist dabei ein fester Wert für eine individuelle Maschine; seine Herleitung beruht auf der Drehmoment-Charakteristik der Maschine. Auf Basis von Simulationsdaten kann für EM02 bei einer Abweichung des Permanentmagnetflusses von 5 % eine Reduktion des maximalen Drehmomentfehlers von 4 % auf 0,75 % bezogen auf das Maximaldrehmoment erzielt werden. Bei der Abweichung im Luftspalt von 30 % wird eine Fehlerreduktion von 7 % auf 1,8 % erzielt.

Die weiteren Verfahren beruhen auf der Betrachtung der verketteten Flüsse und ihrer Abhängigkeit von produktionsbedingten Abweichungen der Maschine. Diese Herangehensweise ist gegenüber der FTC genauer – hinsichtlich Permanentmagnetfluss-Abweichung kann eine Reduktion auf unter 0,5 % und hinsichtlich Luftspalt-Abweichung auf 1,5 % erreicht werden. Neben dieser leicht erhöhten Drehmomentgenauigkeit ist der entscheidende Vorteil dabei, dass auch der Wirkungsgrad optimiert und immer das maximale Drehmoment erreicht werden kann. Diese Maßnahmen sind außerdem zwingend notwendig, wenn der Betrieb bei sehr hohen Drehzahlen und sehr kleinen Zwischenkreisspannungen möglich sein soll.

In der PTC wird dabei die konventionelle Sollstromgenerierung gedoppelt und jeweils für Grenzen des Toleranzbereiches parallel berechnet. Eine dritte Alternative ist die ITC, ein iteratives Verfahren. Bei der ITC wird wie bei der FTC das Soll-Drehmoment mit einem Faktor multipliziert, der für jeden Arbeitspunkt individuell bestimmt wird.

7 Validierung der Kompensation produktionsbedingter Abweichungen

Im vorangehenden Kapitel werden verschiedene Kompensationsmethoden eingeführt und ihre Wirkungsweise theoretisch und auf Basis von Simulationen plausibilisiert. Dies wird nun mittels Messungen überprüft. Dazu werden wieder die in Abschnitt 4.5.1 vorgestellten Maschinen auf dem Prüfstand herangezogen. Die wesentlichen Erkenntnisse werden dabei an Maschinen-Generation EM01 gewonnen, mit den EM02 findet eine Verifikation statt.

7.1 Kompensation bei Abweichungen des Permanentmagnetflusses (EM01)

Bei Betrieb einer Maschine mit einer Sollstromgenerierung, die exakt auf ihre Charakteristik abgestimmt ist, kann eine hohe Drehmomentgenauigkeit erreicht werden. Dies wird anhand des unteren Magnet-Grenzmusters EM01UG gezeigt, das als Referenz herangezogen wird. Mit der in Abschnitt 2.3.2 beschriebenen MTPC-Steuerstrategie (ausgelegt für diese Maschine) liegt der Drehmomentfehler bezogen auf das Maximaldrehmoment weitestgehend deutlich unter $\Delta M/M_{max} = 1\%$ und maximal bei $\Delta M/M_{max} = 1,4\%$. Abb. 7.1a zeigt diese Genauigkeit in der Drehmoment-Drehzahl-Ebene durch die Darstellung des Drehmomentfehlers

$$\Delta M = M_{mess} - M^* . \quad (7.1)$$

Das als gemessenes Drehmoment angegebene M_{mess} ist dabei das stationär an der Welle gemessene Drehmoment M_{Welle} , bereinigt um das Schleppdrehmoment der Maschine $M_{Schlepp}$:

$$M_{mess} = M_{Welle} - M_{Schlepp} . \quad (7.2)$$

Das Schleppdrehmoment ist drehzahlabhängig und repräsentiert im Wesentlichen die mechanische Reibung in der Maschine. Es wird durch die Messung des Drehmoments bei der Maschine im Leerlauf, d. h. mit offenen Klemmen, ermittelt. Diese Definition des Drehmomentfehlers ΔM ist dabei für alle in diesem Abschnitt gezeigten Darstellungen gültig.

Während beim unteren Grenzmuster EM01UG eine hohe Drehmomentgenauigkeit erreicht wird, ergeben sich große Drehmomentfehler, wenn das obere Grenzmuster betrieben wird. Abb. 7.1b zeigt den Drehmomentfehler, der auftritt, wenn das EM01OG mit der Sollstromgenerierung angepasst auf das EM01UG betrieben wird. Es zeigt sich, dass sich dabei ein Drehmomentfehler von bis zu 12% bezogen auf das Maximaldrehmoment einstellt – das

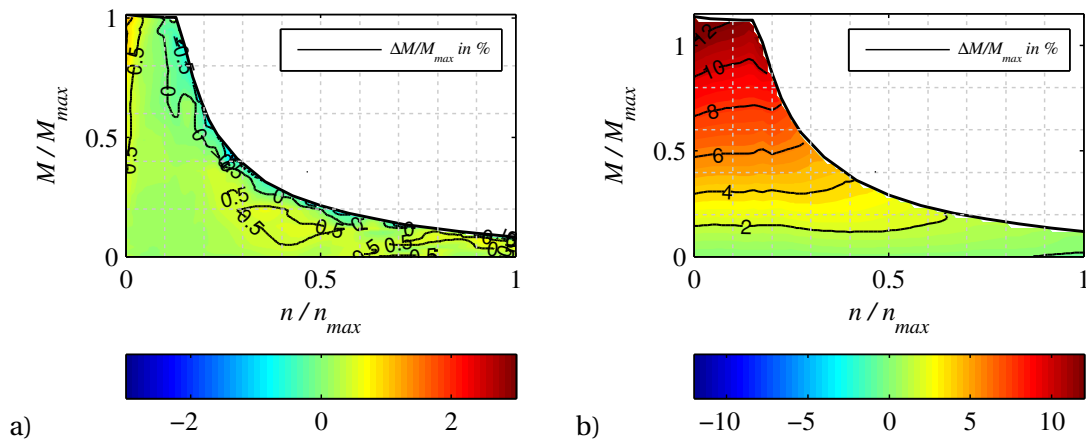


Abb. 7.1: Der Betrieb a) des unteren Grenzusters EM01UG mit der zugehörigen, exakt darauf abgestimmten Sollstromgenerierung führt zu hoher Drehmomentgenauigkeit mit einem maximalen Fehler von 1-2 %. Dies ist die Referenz, an der alle folgenden Betrachtungen gemessen werden. b) Wird hingegen das obere Grenzmuster am Prüfstand betrieben, während die Sollstromgenerierung auf das untere Grenzmuster abgestimmt ist, führt dies zu Abweichungen von bis zu 12 %.

angeforderte Soll-Drehmoment wird deutlich übertroffen. Dies bestätigt den bereits bei der Untersuchung der Charakteristika im i_d/i_q -Kennfeld in Abb. 4.9 ermittelten Fehler. Der Fehler wird durch die Kompensation verringert, idealerweise auf das Niveau von Abb. 7.1a.

7.1.1 FTC: Drehmomentgenauigkeit

Zur Parametrierung der FTC werden gemäß Abschnitt 6.2 die bei der Charakterisierung des oberen sowie des unteren Grenzusters von EM01 gewonnenen Informationen zum Drehmoment in der i_d/i_q -Ebene empirisch ausgewertet. Die Informationen stehen dabei in Form von Tabellen mit äquidistanten Stützstellen in i_d/i_q -Richtung zur Verfügung. An jeder dieser Stützstellen wird der Quotient der Drehmomente der beiden Grenzuster gebildet und mittels der Methode der kleinsten Fehlerquadrate aus (6.2) schließlich der optimale Faktor für die FTC ermittelt. Für den Betrieb des oberen Grenzusters EM01OG beträgt dieser Faktor $c_{FTP} = 0,89$.

Für die Messungen mit der FTC wird wieder das obere Grenzmuster EM01OG auf dem Prüfstand betrieben, unkompensiert entspricht das Abb. 7.1b. Mit der FTC hingegen stellt sich die in Abb. 7.2a gezeigte Drehmomentgenauigkeit ein. In weiten Teilen des Drehmoment-Drehzahl-Kennfeldes wird damit ein Fehler kleiner als 0,5 % erreicht. Das Maximum liegt bei etwas über 1 % in einzelnen Punkten (im Bereich der Maximalkennlinie bei $n/n_{max} = 0,2$). Dies ist gegenüber dem Fehler von 12 % im unkompensierten Fall eine deutliche Reduktion, die Drehmomentgenauigkeit erreicht die gewünschte Größenordnung der Fehler in der Referenzmessung (Abb. 7.1a).

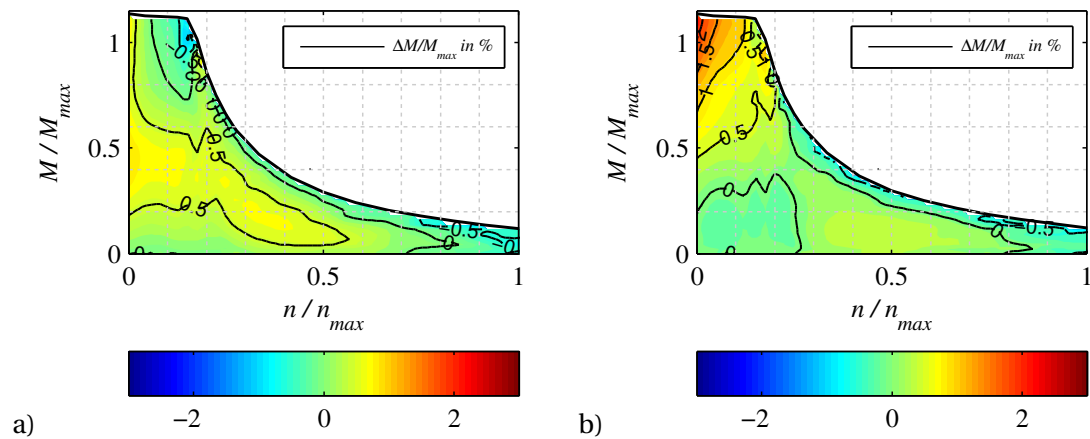


Abb. 7.2: Gegenüber des Betriebs ohne Kompensation in Abb. 7.1b kann der Drehmomentfehler durch Kompensation erheblich reduziert werden. a) Die FTC reduziert den Fehler auf maximal 1,1 %, b) die ITC auf maximal 2,1 %. In beiden Fällen liegt die Abweichung in weiten Teilen des Kennfeldes deutlich darunter.

7.1.2 ITC: Drehmomentgenauigkeit

Auch zur Verifikation der ITC wird das obere Grenzmuster EM01OG am Prüfstand betrieben und die Charakteristik von EM01UG in der Sollstromgenerierung der ITC verwendet: Daraus ergibt sich für die Kennwerte der ITC die Zuordnung $i_{sc,ref} = i_{sc,UG}$ und $u_{oc,ref} = u_{oc,UG}$, sowie $i_{sc,ind} = i_{sc,OG}$ und $u_{oc,ind} = u_{oc,OG}$. Über diese Definition können die Messwerte für Kurzschlussstrom ($i_{sc,OG}$ und $i_{sc,UG}$) und Leerlaufspannung ($u_{oc,OG}$ und $u_{oc,UG}$) direkt in die ITC-Struktur (Abb. 6.19) eingespeist werden. Mit den Verhältnissen $i_{sc,ind}/i_{sc,ref} = 0,86$, $u_{oc,ind}/u_{oc,ref} = 0,87$, $L_q/L_d = 0,66$ und $\Delta i_{sc} = -0,16 i_{sc,ref}$ wird die Methodik aus Abschnitt 6.5.1 in der ITC angewandt.

Abb. 7.2b zeigt die Drehmomentgenauigkeit mit ITC. Auch hier werden über weite Teile des Kennfeldes Drehmomentfehler kleiner 0,5 % erreicht. Lediglich bei kleinen Drehzahlen und hohen Drehmomenten stellt sich ein etwas größerer Fehler ein, das Maximum liegt hier bei 2 % (an der Maximalkennlinie bei Drehzahl nahe 0). Somit kann mit der ITC ebenfalls eine signifikante Reduktion des Fehlers erreicht werden.

Dabei ist der maximale Fehler leicht größer als bei der FTC, was der Darstellung in Kapitel 6 zunächst entgegenzustehen scheint. Der Unterschied besteht bei der Ermittlung der Parameter für die ITC und dem Faktor c_{FTP} : Die oben genannten Kennwerte für das ITC-Verfahren werden auf Basis von Kurzschlussstrom- und Leerlaufspannungsmessung ausgelegt, unter Zuhilfenahme der in der Arbeit hergeleiteten Zusammenhänge. Im Gegensatz dazu wird der Faktor c_{FTP} hier durch Auswertung der vermessenen Charakteristika empirisch ermittelt (eine Alternative wird bei EM02 in Abschnitt 7.4 angewandt). Er passt damit auch nur zu betrachteter Maschine exakt – und nur mit genau dieser ist eine derart hohe Drehmomentgenauigkeit zu erwarten. Bei Verwendung einer dritten, individuellen Maschine der Generation EM01 muss mit dieser Vorgehensweise mit durchaus größere Abweichungen gerechnet werden. Abb. 7.2a stellt für die Genauigkeit lediglich eine untere Grenze dar.

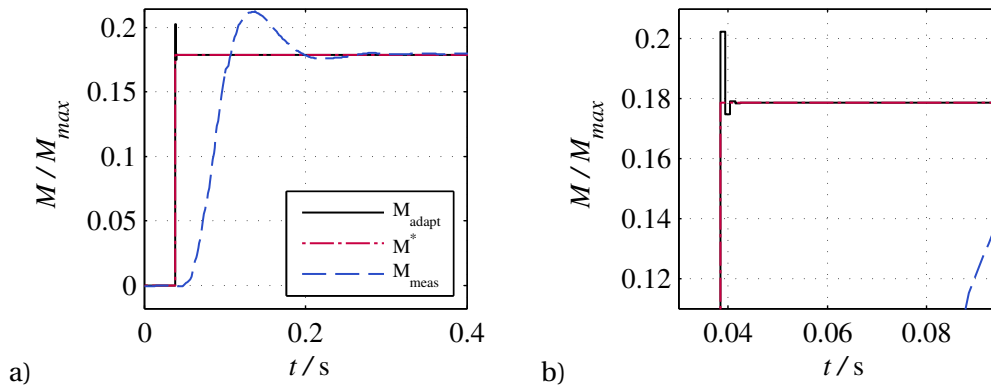


Abb. 7.3: Antwort des ITC-Verfahrens auf einen Sprung im Soll-Drehmoment. a) Komplette Sprungantwort, b) stark vergrößerte Ansicht, in der einzelne diskrete Zeitschritte sichtbar sind. Der in M_{meas} sichtbare Überschwinger ist begründet durch Oszillationen zwischen Prüfling und Prüfstandsmaschine aufgrund von Massenträgheiten im System und dem Drehzahlregler der Prüfstandsmaschine.

7.1.3 ITC: Dynamisches Verhalten

Die ITC-Struktur weist durch die inhärente Rückkoppel-Schleife das Verhalten eines Tiefpassfilters oder P-T1-Glieds auf, wie in Abschnitt 6.5.3 aufgezeigt wird. Daher soll das Verhalten des Systems bei einem Sprung des Soll-Drehmoments untersucht werden. Die Samplingzeit für die Berechnung im Mikrocontroller beträgt hier beispielhaft 1 ms.

In Abb. 7.3 ist das Zeitverhalten aufgezeichnet. Die rot gestrichelte Linie repräsentiert den Sprung im Soll-Drehmoment M^* von 0 nach $0,18 M_{max}$. Die schwarze Linie zeigt das geschätzte Drehmoment M_{adapt} . Wie in Abb. 7.3b gut sichtbar wird, liegt im ersten Zeitschritt nach dem Sprung der volle Drehmomentfehler des oberen Grenzmusters vor: $M_{adapt} \approx 1,1 M^*$. Bereits im zweiten Rechenschritt ist der Drehmomentfehler aber annähernd ausgeglichen. Der verbleibende kleine Fehler, der erst einen weiteren Schritt später ausgeglichen werden kann, ist auf Nichtlinearitäten in den Wertetabellen der ITC-Struktur zurückzuführen. Das geschätzte Drehmoment M_{adapt} und damit schließlich auch die ermittelten Ströme für den Arbeitspunkt stabilisieren sich schnell – deutlich schneller als das gemessene Drehmoment M_{meas} .

7.1.4 PTC: Drehmomentgenauigkeit

Auch für die PTC soll die korrekte Funktionsweise durch Messungen belegt werden. Das untere Grenzmuster EM01UG dient weiterhin als Referenzmaschine. Deshalb werden die beiden Grenz-Sollstromgenerierungen für die PTC aus dessen Charakteristik gewonnen: Zunächst werden durch Verschieben und Skalieren entsprechend Abschnitt 6.3 zwei Grenz-Charakteristiken abgeleitet, von denen eine nach unten und eine nach oben von der Referenz abweicht. Aus diesen Grenz-Charakteristiken werden die Grenz-Sollstromgenerierungen für die PTC erzeugt. Da bei EM01 lediglich zwei Maschinen zur Vermessung verfügbar sind, bleibt allein dieser Weg zur Erzeugung der Grenz-Sollstromgenerierungen. Wird mit der PTC ein Drehmoment-Drehzahl-Kennfeld aufgenommen und der Drehmomentfehler betrachtet, so

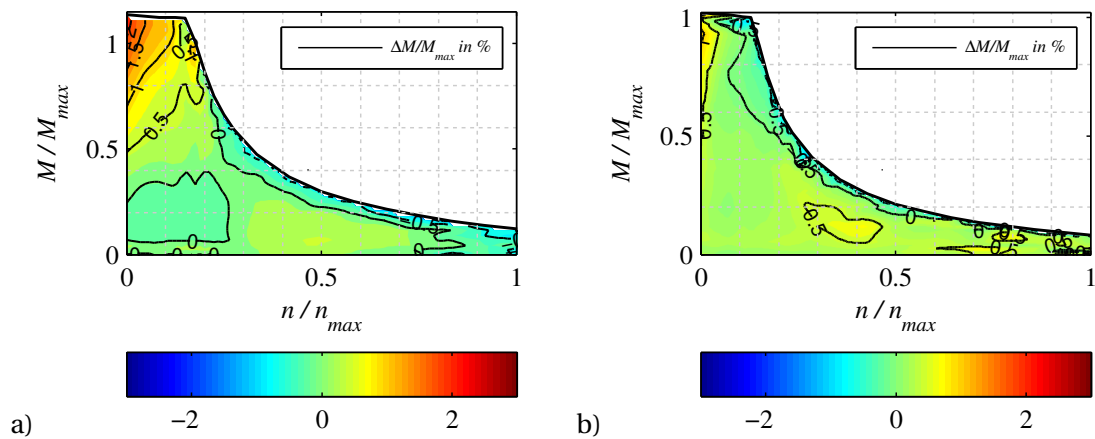


Abb. 7.4: Der PTC-Algorithmus liefert ebenfalls hohe Drehmomentgenauigkeit. In a) wird das obere Grenzmuster EM01OG mit der PTC auf Basis von EM01UG betrieben und die Abweichungen des oberen Grenzmusters EM01OG kompensiert. Aufgrund der Nähe des Verfahrens zur ITC führt dies zu denselben Abweichungen wie in Abb. 7.2b. In b) wird der Nachweis erbracht, dass die PTC die Ansteuerung der Referenzmaschine, also EM01UG, nicht nachteilig beeinflusst: Die Messung deckt sich gut mit dem Referenzkennfeld Abb. 7.1a

ergibt sich auch hier eine gegenüber dem unkompensierten Fall eine deutlich verbesserte Drehmomentgenauigkeit mit einem maximalen Fehler von 2 % (Abb. 7.4a).

Ein Vergleich der Kennfelder der PTC (Abb. 7.4a) mit den der ITC (Abb. 7.2b) zeigt eindeutig das identische Verhalten der beiden Verfahren. Die erreichte Drehmomentgenauigkeit ist im Rahmen der Messgenauigkeit gleich – sowohl global als auch für einzelne Bereiche des Kennfelds. Diese Eigenschaft ist plausibel, da sie auf denselben Grundprinzipien der Nutzung der Fluss-Charakteristika basieren.

Funktionsbedingt birgt die PTC die Gefahr, dass die Drehmomentgenauigkeit bei Betrieb der *Referenzmaschine* selbst leidet, da zwischen den beiden Grenz-Sollstromgenerierungen interpoliert werden muss (siehe Abschnitt 6.4). Daher wird auch der Betrieb des unteren Grenzmuster EM01UG als Referenz am Prüfstand untersucht. Abb. 7.4b zeigt die damit erreichte Drehmomentgenauigkeit. Im Vergleich zum Referenzkennfeld Abb. 7.1a zeigt sich, dass sich keine signifikante Verschlechterung der Genauigkeit ergibt. Auch die Bereiche, in denen die wesentlichen Abweichungen auftreten, sind identisch. So wird der Nachweis erbracht, dass die Interpolation zwischen die beiden Grenz-Sollstromgenerierungen wie in Abb. 6.10b simulativ gezeigt auch in der Praxis problemlos funktioniert.

7.2 Temperaturkompensation (EM01)

Wie in Abschnitt 5.4.3 diskutiert, verursachen die Magnete eine Temperaturabhängigkeit des generierten Drehmoments. Über die Temperatur ändert sich hierbei die Remanenzflussdichte – ganz ähnlich dem Einfluss von Fertigungsabweichungen. Ist daher die Magnettemperatur bekannt, so können alle vorgestellten Verfahren auch für eine Temperaturkompensation verwendet werden.

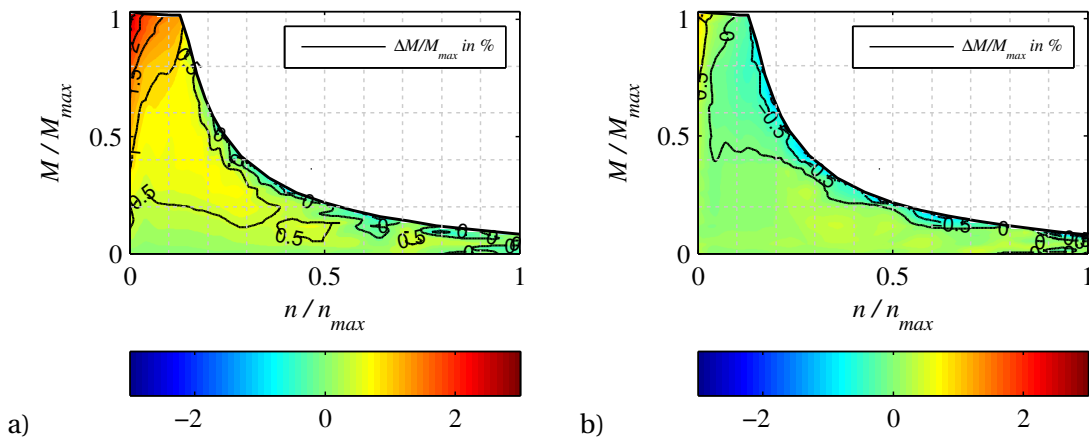


Abb. 7.5: Das untere Grenzmuster wird mit einer zugehörigen Sollstromgenerierung bei einer um $\Delta\vartheta = 25\text{ K}$ reduzierten Rotortemperatur betrieben. a) Ohne Kompensation treten erhöhte Drehmomentfehler auf. b) Mit der PTC kann die ideale Drehmomentgenauigkeit wieder hergestellt werden.

Durch Messungen der Leerlaufspannung der Maschine bei unterschiedlichen Rotortemperaturen kann der Temperaturkoeffizient mit

$$\alpha_{PM} = -0,1\%K^{-1} \quad (7.3)$$

für die vorliegende Maschine EM01 angenähert werden. Dieser Wert ist realistisch vor dem Hintergrund der Betrachtungen aus Abschnitt 5.4.3 für EM02.

Am Prüfstand ist in den Prototypenmaschinen eine Messeinrichtung für die Magnettemperatur verbaut, sodass diese direkt in die Kompensation einfließen kann. Um dasselbe Verfahren im Fahrzeug anzuwenden, ist eine Temperaturschätzung notwendig (siehe z. B. [Spe14, Wal17]). Eine mögliche Herangehensweise zur Schätzung der Magnettemperatur mithilfe eines Beobachters wird in Anhang B vorgestellt, sie soll allerdings nicht der Fokus der vorliegenden Arbeit sein.

Der Temperatureinfluss auf die Drehmomentgenauigkeit ist in Abb. 7.5 für EM01UG messtechnisch aufgezeigt. Die Referenztemperatur bei der Charakterisierung beträgt 60 °C , für den Betrieb der Maschine bei 60 °C ergibt sich das bereits diskutierte Referenzkennfeld Abb. 7.1a mit minimalem Drehmomentfehler. Wird die Temperatur im Rotor um 25 K auf 35 °C abgesenkt, so ergibt sich der in Abb. 7.5a gezeigte, im gesamten Kennfeld leicht erhöhte Fehler. Sein Maximum liegt bei $3,0\%$.

Unter Zuhilfenahme der Kompensation und dem Temperaturkoeffizienten α_{PM} kann der Fehler in Abb. 7.5b deutlich reduziert werden. Bei der Aufnahme des Kennfeldes kommt die PTC zum Einsatz, FTC und ITC funktionieren prinzipiell aber ebenfalls. Mit Kompensation liegt der Fehler wieder bei $1,6\%$, was lediglich minimal schlechter ist als das Optimum bei 60 °C in Abb. 7.1a (maximaler Fehler dort: $1,4\%$). Wie man bereits an dieser kleinen Temperaturdifferenz von $\Delta\vartheta = 25\text{ K}$ erkennen kann, ist der Temperatureffekt in IPMSMs nicht zu vernachlässigen. Dies gilt umso mehr in Anbetracht des im automobilen Umfeld üblichen

breiten Temperaturbereichs von -40°C bis 140°C . Durch die maximale Abweichung von der Referenztemperatur von

$$\Delta\vartheta = 60^{\circ}\text{C} - (-40^{\circ}\text{C}) = 100\text{K} \quad (7.4)$$

ergeben sich entsprechend große Einflüsse im Drehmoment.

7.3 Wirkungsgrad und maximales Drehmoment (EM01)

Interessant bei der Grenzmuster-Untersuchung ist auch die Betrachtung des Systemwirkungsgrades η und – nicht zu vernachlässigen – des Verhaltens an der Drehmomentgrenze. Der Systemwirkungsgrad η berechnet sich für den motorischen Betrieb aus der aus dem Zwischenkreis aufgenommenen elektrischen Leistung $P_{el,DC}$ und der an der Welle abgegebenen mechanischen Leistung P_{mech} durch

$$\eta = \frac{P_{mech}}{P_{el,DC}}. \quad (7.5)$$

7.3.1 Vergleich zwischen oberem und unterem Grenzmuster bei idealer Ansteuerung

Für diesen Vergleich werden unteres und oberes Grenzmuster EM01 mit der daran angepassten idealen MTPC-Strategie betrieben, sodass jeweils gemäß MTPC-Strategie der ideale Arbeitspunkt für die Maschine gewählt wird:

- „UG, ref“: Das untere Grenzmuster EM01UG wird am Prüfstand betrieben. Die dazu passende Charakteristik des unteren Grenzusters EM01UG wird in der Sollstromgenerierung hinterlegt. Dies stellt die Referenz für das untere Grenzmuster mit idealer Ansteuerung und größtmöglicher Drehmomentgenauigkeit dar. Die blau dargestellte Äquipotentiallinie in Abb. 7.6a ist dementsprechend der Wirkungsgrad im Referenzkennfeld aus 7.1a.
- „OG,ref“ : Diese rot dargestellte Äquipotentiallinie in Abb. 7.6a ist analog dazu das Referenzkennfeld des oberen Grenzusters EM01OG.

7.3.1.1 Wirkungsgrad im Kennfeld

In Abb. 7.6a ist der Wirkungsgrad der beiden Maschinen im Vergleich über Drehmoment und Drehzahl aufgetragen. Es zeigt sich erwartungsgemäß, dass für kleine Drehzahlen das obere Grenzmuster einen Wirkungsgradvorteil hat. Im Maximum stellt sich ein Wirkungsgrad von über $\eta = 91\%$ ein, was das untere Grenzmuster nicht erreicht. Generell verursacht ein erhöhter Permanentmagnetfluss ψ_{PM} , dass für ein gleichbleibendes Drehmoment ein reduzierter i_q -Strom genügt.

Das untere Grenzmuster ist bei hohen Drehzahlen allerdings effizienter: Durch den erhöhten Permanentmagnetfluss steigt auch die induzierte Spannung beim oberen Grenzmuster, die verfügbare Spannung ist schneller ausgenutzt und bereits bei niedrigerer Drehzahl muss

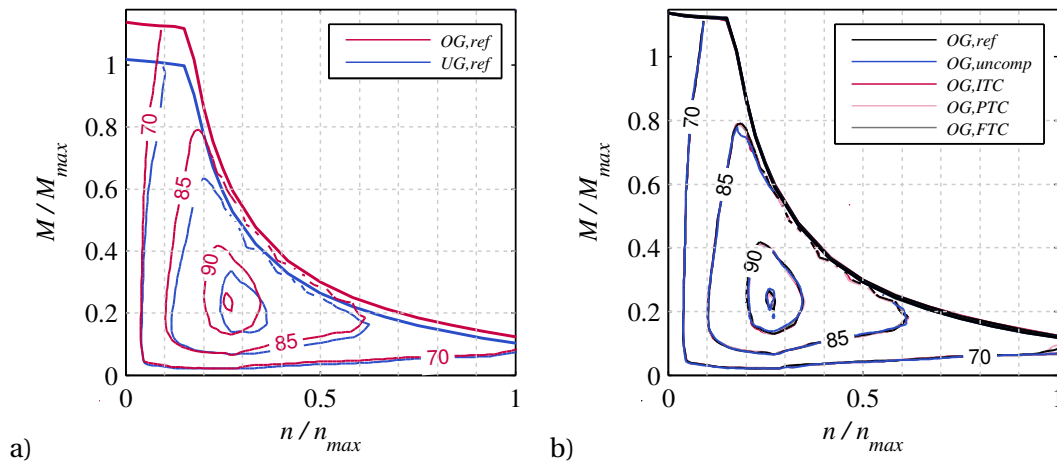


Abb. 7.6: Wirkungsgrad in Abhängigkeit von Drehzahl und Drehmoment: a) Vergleich zwischen oberem (OG) und unterem Grenzmuster (UG). Der maximale Wirkungsgrad des oberen Grenzusters beträgt über $\eta = 91\%$ (das nicht beschrifteten Wirkungsgradniveau), das untere Grenzmuster erreicht die 91%-Marke nicht. b) Der Vergleich des Betriebs des oberen Grenzusters ohne Kompensation sowie mit verschiedenen Kompensationsverfahren zeigt keine erkennbaren Unterschiede zwischen diesen.

in den Feldschwächbereich übergegangen werden. Bei hoher Drehzahl muss demnach ein höherer i_d -Strom eingepreßt werden, der wiederum größere ohmsche Verluste verursacht.

7.3.1.2 Maximales Drehmoment

Interessanterweise gilt dies nicht im Bereich maximalen Drehmoments. Da dieser Bereich in Abb. 7.6a schwer erkennbar ist, wird in Abb. 7.7 das maximale Drehmoment sowie der Verlauf des Wirkungsgrades entlang dieser Linie gesondert aufgetragen. Die durchgezogene schwarze Kurve repräsentiert „OG, ref“, die gestrichelte schwarze „UG, ref“, alle anderen Kurven sind hier nicht relevant. An der Maximalkennlinie zeigt Abb. 7.7c, dass das obere Grenzmuster im gesamten Drehzahlbereich den besseren Wirkungsgrad aufweist. Selbst im Feldschwächbereich ist er minimal besser. Die Erklärung ist im unterschiedlichen Drehmoment-Niveau zu finden. Das höhere Drehmoment des oberen Grenzusters erhöht die Nutzleistung P_{mech} an der Welle so stark, dass sie die durch den erhöhten i_d -Strom aufgebraachte zusätzliche Verlustleistung überwiegt.

Erwähnung finden sollte auch das mit den Maschinen erreichte maximale Drehmoment. Das Verhältnis der maximalen Drehmomente in Abb. 7.6a liegt an jedem Drehzahlpunkt bei ca. $M_{max,UG}/M_{max,OG} = 1,12$. Dies führt zu einer wichtigen Eigenschaft: Mit der optimalen Ansteuerung ist das maximal verfügbare Drehmoment des oberen Grenzusters *immer* größer als das des unteren Grenzusters. Der Unterschied liegt konstant bei ca. 12% im gesamten Drehzahlbereich.

7.3.2 Vergleich des Betriebs mit und ohne Kompensation

Für den Vergleich zwischen dem Wirkungsgrad mit und ohne Kompensation werden insgesamt fünf unabhängige Kennfelder betrachtet, die alle mit dem oberen Grenzmuster EM01OG am Prüfstand aufgenommen sind. Neben dem bereits erwähnten Referenzkennfeld „OG,ref“ sind das:

- „OG, uncomp“: Das obere Grenzmuster wird mit der auf das untere Grenzmuster angepassten Sollstromgenerierung ohne Kompensation betrieben – es ergibt sich ein großer Drehmomentfehler (siehe Abb. 7.1b),
- „OG, ITC“: Wie „OG, uncomp“, allerdings mit dem Kompensationsalgorithmus ITC. Dies reduziert den Drehmomentfehler deutlich (siehe Abb. 7.2b),
- „OG, PTC“: Wie „OG, uncomp“, allerdings mit der PTC (siehe Abb. 7.4a),
- „OG, FTC“: Wie „OG, uncomp“, allerdings mit der FTC (siehe Abb. 7.2a).

In Abb. 7.6b sind die fünf Kennfelder übereinandergelegt. Es fällt auf, dass zwischen den Äquipotentiallinien kaum ein Unterschied auszumachen ist, da sie direkt aufeinander liegen. Das bedeutet, dass der Wirkungsgrad unabhängig von der Ansteuerung zu sein scheint. Tatsächlich ist das auch *fast* im gesamten Kennfeld richtig, wie über eine Aufteilung in drei Teilbereiche plausibel macht:

Ankerstellbereich: Im Bereich kleiner Drehzahlen wird der Arbeitspunkt in der Sollstromgenerierung auf der MTPC-Kurve ausgewählt. Für dasselbe Drehmoment an der Abtriebswelle muss dafür zwar je nach Verfahren ein anderes Soll-Drehmoment vorgegeben werden – letztlich liegen aber alle gewählten Punkte auf der MTPC-Kurve des jeweiligen Verfahrens. Die MTPC-Kurven unterscheiden sich dabei nur marginal voneinander, wie in Abb. 6.8b dargestellt. Der Unterschied zwischen diesen Kurven kann, gleiches Wellendrehmoment vorausgesetzt, wie eine Winkeländerung des Stromraumzeigers verstanden werden. In Abschnitt 3.2 wird gezeigt, dass eine kleine Winkeländerung im Ankerstellbereich nur eine unwesentliche Auswirkung auf das Drehmoment hat. Im Umkehrschluss bedeutet das, dass für dasselbe Drehmoment ein betragsmäßig fast identischer Strom benötigt wird. Die ohmschen Verluste sind somit ähnlich und auch alle weiteren Maschinenverluste sind aufgrund der geometrischen Nähe der Arbeitspunkte hinreichend ähnlich, sodass sich in Summe kein signifikanter Wirkungsgradunterschied ergibt.

Feldschwächbereich unterhalb des maximalen Drehmoments: Im Feldschwächbereich liegt der gewählte Arbeitspunkt zwischen MTPC- und MTPF-Kurve. Durch den Aussteuerungsregler (siehe Abschnitt 2.3.4) wird der Arbeitspunkt immer genau an der Spannungsgrenze gehalten. Es wird genau so viel feldschwächender i_d -Strom eingespeist, wie dafür benötigt wird. In der Folge wird unabhängig vom Ansteuerungsverfahren für eine gegebene Drehzahl bei demselben Wellendrehmoment auch immer exakt derselbe Arbeitspunkt gefunden (sofern die DC-Spannung identisch ist). Damit ist auch hier plausibel, dass die gemessenen Wirkungsgrade exakt gleich sind.

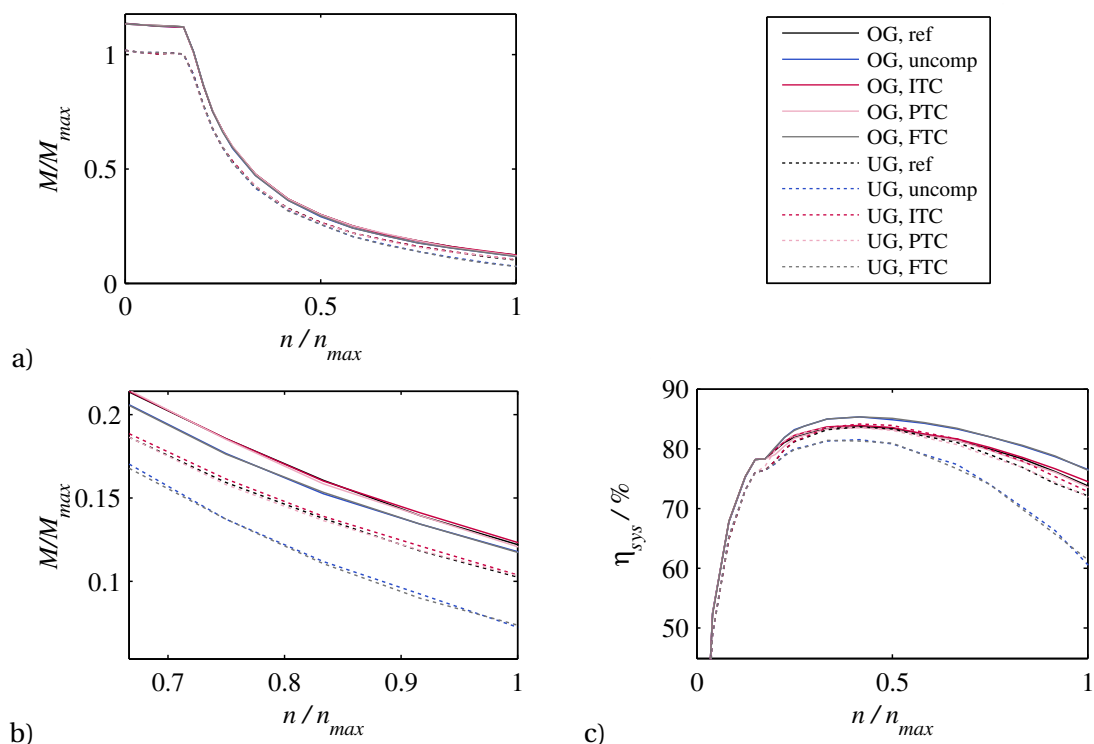


Abb. 7.7: Vergleich von Drehmoment und Wirkungsgrad von EM01UG und EM01OG in verschiedenen Konfigurationen, aufgetragen über der Drehzahl. a) Maximal verfügbares Drehmoment, b) vergrößerte Version von a und c) Wirkungsgrad entlang der Kurve maximalen Drehmoments in a und b.

Bei maximalem Drehmoment im Feldschwäcbereich: Dies gilt nicht mehr an der MTPF-Kurve, wenn also für eine gegebene Drehzahl das maximale Drehmoment angefordert wird. Der untere Teil der MTPF-Kurve unterscheidet sich stark zwischen EM01OG und EM01UG. Hier ergeben sich deutliche Unterschiede, die im folgenden diskutiert werden.

7.3.3 Wirkungsgrad bei maximaler Drehmomentanforderung

In Abb. 7.6b wird das obere Grenzmuster am Prüfstand mit verschiedenen Ansteuerungen betrachtet. Natürlich kann das auch auf das untere Grenzmuster angewendet werden. Im Kennfeld sind die Erkenntnisse dabei dieselben. An der Maximalkennlinie hingegen verhalten sich die beiden Maschinen unterschiedlich, weshalb in Abb. 7.7 folgende Konfigurationen ergänzt werden:

- „UG, uncomp“: Das untere Grenzmuster EM01UG wird mit der auf das obere Grenzmuster EM01OG angepassten Sollstromgenerierung ohne Kompensation betrieben. Es ergibt sich ein großer Drehmomentfehler.
- „UG, ITC“: Wie „UG, uncomp“, allerdings mit dem Kompensationsalgorithmus ITC.
- „UG, PTC“: Wie „UG, uncomp“, allerdings mit dem Kompensationsalgorithmus PTC.
- „UG, FTC“: Wie „UG, uncomp“, allerdings mit dem Kompensationsalgorithmus FTC.

Die in Abb. 7.7 gezeigten Verläufe ergeben sich, wenn mehr als das maximal verfügbare Drehmoment als Soll-Drehmoment angefordert wird. Das führt dazu, dass bei der Sollstrom-Bestimmung der Arbeitspunkt auf der MTPF-Kurve gewählt wird¹. In den Teilbildern a und b ist der Verlauf des Drehmoments an der Welle verzeichnet, in Abb. 7.7c der Wirkungsgrad entlang dieser Kurve.

Die Referenzkennlinien „OG, ref“ und „UG, ref“ repräsentieren die ideale Ansteuerung, sie zeigen für jede Maschine das höchstmögliche Drehmoment. Am weitesten von diesen Verläufen entfernt finden sich „OG, uncomp“ und „UG, uncomp“. Bei diesen ist auch die Drehmomentgenauigkeit am geringsten, das Wellendrehmoment weicht weit vom Soll-Drehmoment ab. Auffällig ist, dass in beiden Fällen das bei idealer Ansteuerung maximal erreichbare Drehmoment aufgrund der suboptimalen Ansteuerung nicht erreicht wird.

Alle weiteren Maximalkennlinien, die mit einem Kompensationsalgorithmus aufgezeichnet werden, verhalten sich wie einer dieser Fälle: Eine Kurvenschar liegt dabei im Bereich der jeweiligen Referenzkennlinien:

- Im Bereich „UG, ref“ liegt „UG, ITC“ und „UG, PTC“,
- im Bereich „OG, ref“ liegt „OG, ITC“ und „OG, PTC“.

Eine zweite Kurvenschar liegt jeweils im Bereich der Kennlinien ohne Kompensation:

- Im Bereich „UG, uncomp“ liegt „UG, FTC“²,
- im Bereich „OG, uncomp“ liegt „OG, FTC“.

7.3.3.1 Oberes Grenzmuster

Wird das obere Grenzmuster ohne Kompensation betrieben („OG uncomp“), so ergibt sich das in Abschnitt 6.5.4.1 diskutierte Problem: Die Sollstromgenerierung kann lediglich Strompunkte aus dem darin hinterlegten Betriebsbereich zwischen MTPC- und MTPF-Kurve (des unteren Grenzusters) auswählen – und dieser passt nicht zur Maschine. Dabei liegt insbesondere die reale MTPF-Kurve der Maschine weiter links (bei betragsmäßig größeren i_d -Strömen) im i_d/i_q -Kennfeld als die hinterlegte MTPF-Kurve der Maschine. Die Arbeitspunkte auf der tatsächlichen MTPF-Kurve liegen daher außerhalb des Betriebsbereiches, da der i_d -Strom auf die hinterlegte MTPF-Kurve beschränkt wird. In der Folge wird das mit der Maschine maximal mögliche Drehmoment nicht erreicht.

Im Wirkungsgradverlauf in Abb. 7.7c entlang der Maximalkennlinie zeigt sich ebenfalls eine leichte Abweichung. Dabei ist der Wirkungsgrad in der unkompensierten Konfiguration sogar leicht höher. Das erklärt sich über eine generelle Eigenschaft der Ansteuerung von IPMSM. Zur Erreichung des maximalen Drehmomentes an der MTPF-Kurve wird für einen kleinen Hub im Drehmoment ein überproportional größerer Strom (v.a. i_d -Strom) benötigt. Durch die suboptimale Ansteuerung der stärkeren Maschine wird der Strom künstlich beschränkt. Damit kann dieser Bereich, in dem der Strom überproportional steigt, nicht mehr erreicht werden. Allerdings ist dabei eben auch das tatsächliche Drehmoment an der Welle reduziert.

¹ Dabei handelt es sich nicht immer um das mit der Maschine tatsächlich erreichbare maximale Drehmoment.

² Ohne die Erweiterung aus Abschnitt 6.5.4 würde auch „UG, ITC“ hier liegen.

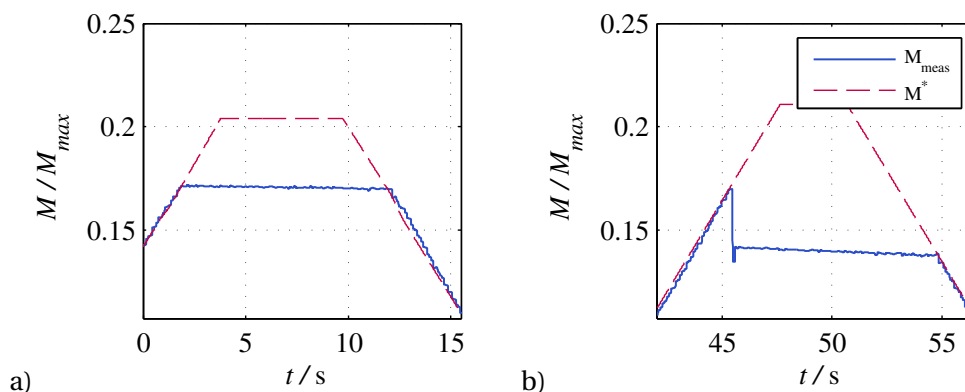


Abb. 7.8: Drehmomentrampe im Bereich der Maximalkennlinie bei einer relativ hohen Drehzahl von $0,75 n_{max}$. Mit a) der ITC folgt das gemessene Drehmoment der Vorgabe bis zum Maximaldrehmoment und hält dieses, bis die Vorgabe wieder darunter sinkt. Mit b) der FTC folgt das gemessene Drehmoment ebenfalls der Vorgabe bis zum Maximum, bricht dann jedoch schlagartig ein, um auf deutlich niedrigerem Niveau zu verharren

7.3.3.2 Unteres Grenzmuster

Beim Betrieb des unteren Grenzmusters ohne Kompensation („UG uncomp“) ist der Effekt ungleich problematischer. Hier liegt die tatsächliche MTPF-Kurve von EM01OG rechts von der MTPF-Kurve des in der Software hinterlegten unteren Grenzmusters. Der Sollstrom-Punkt, der bei einer maximalen Drehmomentanforderung auf der hinterlegten MTPF-Kurve ausgewählt wird, liegt damit bei einem betragsmäßig zu großen i_d -Strom. Dieser Punkt liegt außerhalb des für das untere Grenzmuster eigentlich gültigen Betriebsbereiches. Gemäß Abschnitt 6.5.4 führt dies zu einer signifikanten Reduktion des Wellendrehmomentes bei maximalem Soll-Drehmoment. Wie dort erläutert ist die Differenz dabei umso größer, je höher die Drehzahl und je kleiner die Zwischenkreisspannung ist. Für EM01UG ergibt sich für $n/n_{max} = 1$ eine Reduktion des maximalen Drehmoments um ein Drittel (Abb. 7.7b).

Der ungünstige Betriebspunkt mit betragsmäßig unnötig großem i_d -Strom wirkt sich auch auf den Wirkungsgrad aus. In Abb. 7.7c ist zu erkennen, dass der Wirkungsgrad bei maximaler Drehzahl von 73 % auf 61 % reduziert wird. Diese Reduktion ist eine Kombination mehrerer Einflüsse: Einerseits sorgt der unnötig erhöhte i_d -Strom für eine Effizienzminderung. Andererseits wird die Maschine – ebenfalls bedingt durch die suboptimale Ansteuerung – bei einem weniger effizienten Arbeitspunkt betrieben.

Es wird deutlich, dass ein doppelt negativ wirkender Effekt besteht: Er führt zur Reduktion des Drehmoments bei gleichzeitiger Verschlechterung des Wirkungsgrades – und das beim ohnehin weniger leistungsfähigen unteren Grenzmuster.

7.3.3.3 Nichtlineares Einbrechen des Drehmomentes

Der unkompensierte Fall beim unteren Grenzmuster hat eine weitere Eigenschaft, die als kritisch einzustufen ist: Das nichtlineare Verhalten des Systems im Bereich hoher Drehmomente und Drehzahlen, also der dynamische Übergang hin zu dem reduzierten Drehmoment aus Abb. 7.7. Messungen dazu sind in Abb. 7.8 dargestellt. Dazu wird dem System mit unterem

Tabelle 7.1: Vergleich der Messdaten zur Maschinen-Identifikation zwischen Referenzmaschine (Ref), oberem Luftspaltgrenzmuster (AGOG), oberem Magnet-Grenzmuster (OG) und unterem Magnet-Grenzmuster (UG) (Weiterführung von Tabelle 4.2)

	Ref	AGOG	OG	UG
Leerlaufspannung $u_{oc} / u_{oc,ref}$	1	1,040	1,038	0,964
Verhältnis $\frac{\psi(0,0)}{\psi_{ref}(0,0)}$ der Flüsse bei $i_{dq} = 0$	1	1,042	1,034	0,956
Kurzschlussstrom $i_{sc} / i_{sc,ref}$	1	1,005	1,034	0,928
Verhältnis $\frac{i_0}{i_{0,ref}}$ der Null-Fluss-Punkte	1	1,005	1,037	0,935

Grenzmuster bei relativ hoher Drehzahl von $0,75 n_{max}$ eine Drehmoment-Rampe auf über Maximaldrehmoment und zurück vorgegeben. Dies wird einmal mit der ITC („UG, ITC“; entspricht im Verhalten der Referenz) und einmal mit der FTC („UG, FTC“; entspricht im Verhalten dem unkompensierten Fall) durchlaufen. Mit der ITC (Abb. 7.8a) ist das Verhalten wie gewünscht: Das Drehmoment an der Welle folgt der Vorgabe bis zur Betriebsgrenze und wieder zurück.

Ganz anders verhält sich die FTC (Abb. 7.8b): Nach Erreichen des Maximaldrehmomentes bricht dieses schlagartig um ein Viertel ein. Auf diesem Wert verharrt es³, bis die Anforderung wieder darunter fällt. Dieses nichtlineare Verhalten ergibt sich aus der Wechselwirkung von Sollstromgenerierung und Diskrepanz zwischen Steuerung und Maschine (Abschnitt 6.5.4.1): Im Feldschwächbereich hält der Aussteuerungsregler den Arbeitspunkt an der limitierenden Flussellipse ψ_{lim} . Ist die Phasenspannung momentan zu hoch, so wird die Ellipse ψ_{lim} verkleinert, implizit erhöht sich i_d betragsmäßig und die Phasenspannung reduziert sich.

Bei steigender Drehmoment-Vorgabe läuft der Arbeitspunkt der Ellipse entlang. Das Wellendrehmoment steigt an, bis die tatsächliche MTPF-Kurve der Maschine erreicht wird. Die hinterlegte MTPF-Kurve ist an diesem Punkt noch nicht erreicht, weshalb der i_d -Strom weiter steigt. Hinter der tatsächlichen MTPF-Kurve funktioniert die Logik des Aussteuerungsreglers nicht mehr – wird hier i_d betragsmäßig erhöht, so steigt der Spannungsbedarf der Maschine plötzlich anstatt zu sinken. Es tritt eine negative Rückkopplung auf, bei der die limitierende Flussellipse ψ_{lim} so lange verkleinert wird, bis sich auch auf der hinterlegten MTPF-Kurve wieder ein stabiler Arbeitspunkt einstellt. Dieser liegt allerdings, wie in der Messung sichtbar, auf einem deutlich geringerem Drehmomentniveau.

Eine derart nichtlineare Drehmomentcharakteristik ist in einem Kraftfahrzeug inakzeptabel, eine Kompensation mit der ITC oder der FTC sinnvoll. Alternativ sollte immer die magnetisch schwächste Maschine als Referenz verwendet werden.

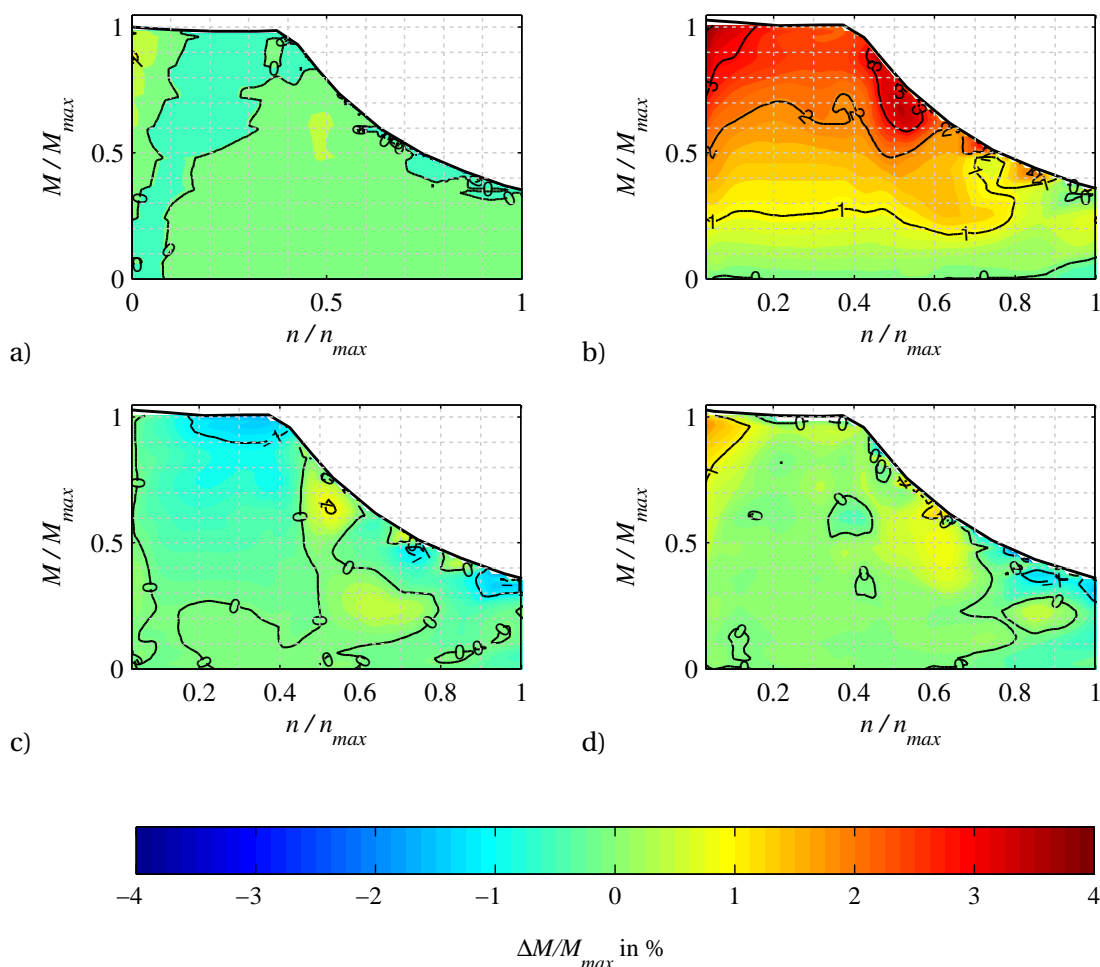


Abb. 7.9: Gemessene Drehmoment-Drehzahl-Kennfelder der EM02 mit Äquipotential-Darstellung des Drehmomentfehlers $\Delta M/M_{max}$ in %. Teilbild a) zeigt Messdaten der Referenzmaschine mit der darauf abgestimmten Regelung. Teilbilder b-d zeigen Messdaten des oberen Luftspaltgrenzmusters (AGOG): b) uncompensiert, c) mit der FTC und d) mit der ITC

7.4 Abweichungen in Luftspalt und Permanentmagnet (EM02)

Die Kompensationsalgorithmen werden im Weiteren auf die Grenzmuster EM02 angewandt. Betrachtet werden die vier, in Abschnitt 4.5.1 vorgestellten Maschinen: die Referenzmaschine, das obere Magnet-Grenzmuster, das untere Magnet-Grenzmuster und das Luftspalt-Grenzmuster. Die EM02 wird bei einer höheren Zwischenkreisspannung als EM01 betrieben, was dazu beiträgt, dass der Eckpunkt bei deutlich höherer Drehzahl zu finden ist.

Als Aufsatzpunkt für die Regelung wird die Referenzmaschine verwendet. Ihre Charakteristika, die für die Betrachtungen in Abschnitt 4.5.3 aufgenommen sind, sind die Basis für die Antriebsregelung inklusive Sollstromgenerierung. Entsprechend ist zu erwarten, dass sich bei einem Betrieb der Referenzmaschine mit dieser Sollstromgenerierung eine hohe Drehmomentgenauigkeit einstellt. In Abb. 7.9a findet sich diese Erwartung bestätigt: Hier ist der

³ Die leichte Abnahme des Drehmoments auf dem Plateau ist auf die relativ schnelle Erwärmung der Magnete bei hoher Drehzahl und hohem Drehmoment zurückzuführen.

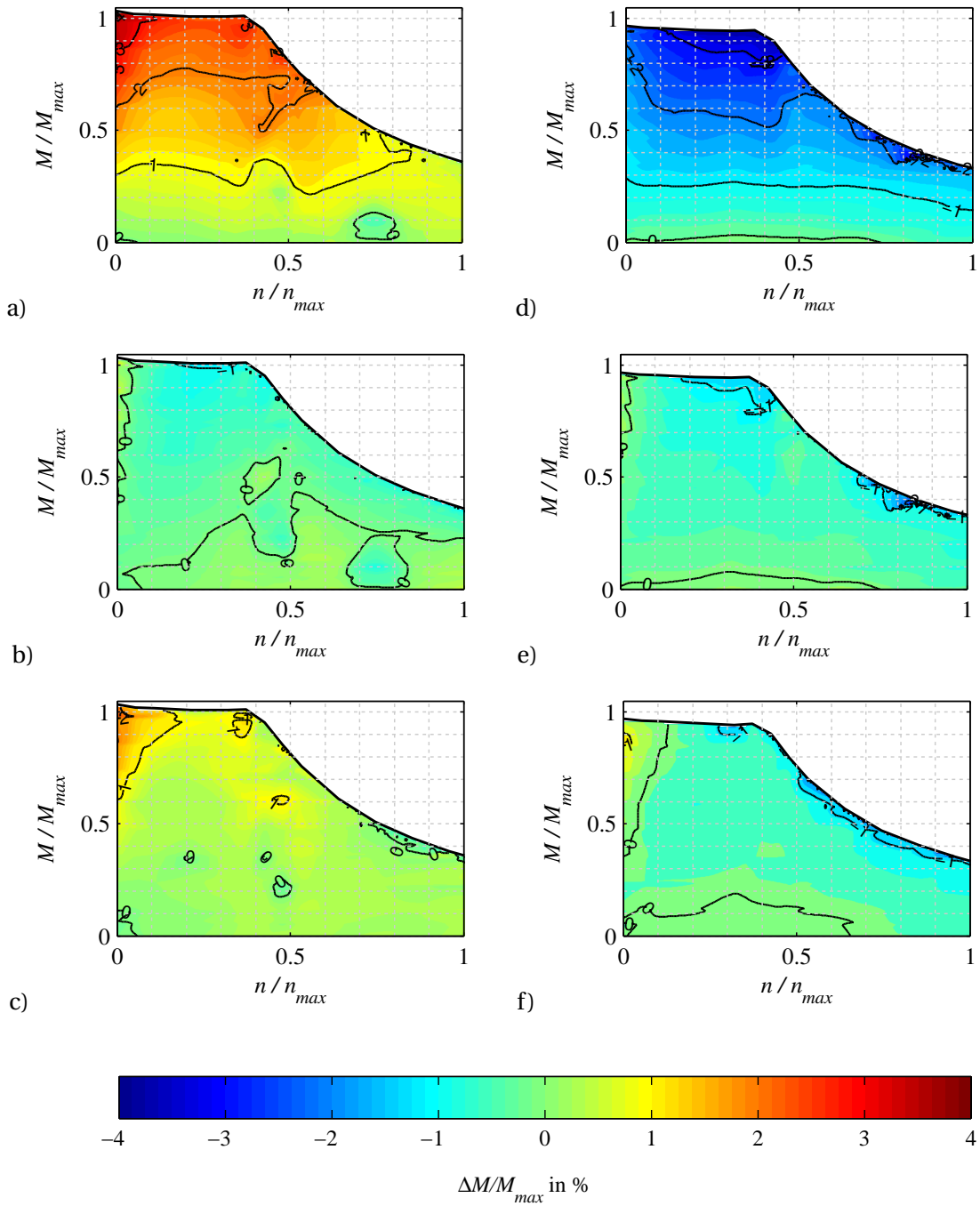


Abb. 7.10: Gemessene Drehmoment-Drehzahl-Kennfelder der Magnet-Grenzmuster der EM02. Teilbilder a-c zeigen Messdaten des oberen Magnet-Grenzmusters (OG): a) unkompenziert, b) mit der FTC und c) mit der ITC. Teilbilder d-f zeigen Messdaten des unteren Magnet-Grenzmusters (UG): d) unkompenziert, e) mit der FTC und f) mit der ITC

Tabelle 7.2: Vergleich der Drehmomentfehler $\Delta M/M_{max}$ zwischen Referenzmaschine (Ref), oberem Luftspaltgrenzmuster (AGOG), oberem Magnet-Grenzmuster (OG) und unterem Magnet-Grenzmuster (UG), die sich mit und ohne Kompensation einstellen

		Ref	AGOG	OG	UG
unkompensiert	$n/n_{max} = 0,2; M/M_{max} = 0,9$	-0,16 %	2,60 %	2,26 %	-3,10 %
	$n/n_{max} = 0,2; M/M_{max} = 0,6$	-0,16 %	1,80 %	1,46 %	-2,10 %
	$n/n_{max} = 0,2; M/M_{max} = 0,3$	0,07 %	1,12 %	0,95 %	-1,23 %
	$n/n_{max} = 0,5; M/M_{max} = 0,6$	0,61 %	3,17 %	1,91 %	-1,76 %
	$n/n_{max} = 0,5; M/M_{max} = 0,3$	0,30 %	1,26 %	1,09 %	-1,17 %
	$n/n_{max} = 0,8; M/M_{max} = 0,3$	0,11 %	0,98 %	0,92 %	-1,41 %
	maximale Abweichung	1,2 %	4,3 %	4,3 %	-3,7 %
kompensiert FTC	$n/n_{max} = 0,2; M/M_{max} = 0,9$	-	-0,92 %	-0,86 %	-0,85 %
	$n/n_{max} = 0,2; M/M_{max} = 0,6$	-	-0,56 %	-0,59 %	-0,54 %
	$n/n_{max} = 0,2; M/M_{max} = 0,3$	-	-0,10 %	-0,13 %	-0,46 %
	$n/n_{max} = 0,5; M/M_{max} = 0,6$	-	0,72 %	-0,14 %	-0,25 %
	$n/n_{max} = 0,5; M/M_{max} = 0,3$	-	0,04 %	-0,01 %	-0,39 %
	$n/n_{max} = 0,8; M/M_{max} = 0,3$	-	-0,26 %	-0,14 %	-0,62 %
	maximale Abweichung	-	1,8 %	1,4 %	2,2 %
kompensiert ITC	$n/n_{max} = 0,2; M/M_{max} = 0,9$	-	0,29 %	0,84 %	-0,27 %
	$n/n_{max} = 0,2; M/M_{max} = 0,6$	-	0,04 %	0,35 %	-0,49 %
	$n/n_{max} = 0,2; M/M_{max} = 0,3$	-	0,10 %	0,07 %	-0,15 %
	$n/n_{max} = 0,5; M/M_{max} = 0,6$	-	0,57 %	0,93 %	-0,26 %
	$n/n_{max} = 0,5; M/M_{max} = 0,3$	-	0,15 %	0,40 %	-0,19 %
	$n/n_{max} = 0,8; M/M_{max} = 0,3$	-	-0,53 %	0,19 %	-0,66 %
	maximale Abweichung	-	1,9 %	2,3 %	1,7 %

Drehmomentfehler für den Betrieb der Referenzmaschine über Drehmoment und Drehzahl aufgetragen. Außer in den Bereichen kleiner Drehzahlen und hoher Drehmomente sowie an der Maximalkennlinie oberhalb des Eckpunktes, wo Drehmomentfehler von bis zu 1,2 % auftreten, bleibt der Fehler deutlich unter 1 %. Eine Auswertung des Drehmomentfehlers für eine Reihe konkreter Stützstellen ist in Tabelle 7.2 gegeben.

Bei der Betrachtung der EM02-Maschinen besonders hervorzuheben ist die Untersuchung des Luftspalt-Grenzmusters. Dabei verdient die Chronologie der Vermessung einen Hinweis, da sie nicht der Abfolge in der Ausarbeitung entspricht: Alle hier gezeigten Erkenntnisse sind vor der in Abschnitt 4.5 beschriebenen Charakterisierung durchgeführt worden. Chronologisch den ersten Schritt stellen die Messungen von Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom dar. Die in Tabelle 7.1 eingetragenen Werte stehen in guter Übereinstimmung mit den Erkenntnissen aus Abschnitt 4.5: Das Verhältnis der Leerlaufspannungen von Luftspalt-Grenzmuster zur

Referenzmaschine $u_{oc}/u_{oc,ref}$ entspricht dem der verketteten Flüsse im Ursprung des i_d/i_q -Koordinatensystems $\psi(0,0)/\psi_{ref}(0,0)$. Die Verhältnisse der Kurzschlussströme $i_{sc}/i_{sc,ref}$ und der Null-Fluss-Punkte $i_0/i_{0,ref}$ sind identisch. Dies zeigt einerseits, dass der Kurzschlussstrom und Leerlaufspannung gut für eine Identifikation der individuellen Maschinen geeignet ist. Andererseits bestätigt sich die Erwartung, dass sich beim Luftspalt-Grenzmuster lediglich eine kleine Änderung beim Kurzschlussstrom, aber eine große Änderung bei der Leerlaufspannung ergibt. Der zweite Schritt in der Chronologie ist die Messung eines kompletten Kennfeldes mit der auf die Referenzmaschine abgestimmten Regelung. Ohne Kompensation steht das Drehmoment dabei mit einem signifikanten Fehler an der Messwelle an. Das Kennfeld ist in Abb. 7.9b gezeigt, ein maximaler Fehler von 4,3 % bezogen auf das Maximaldrehmoment ist zu verzeichnen. Im dritten Schritt wird auf Basis der gemessenen Werte für Kurzschlussstrom und Leerlaufspannung die Kompensation aktiviert. Für die FTC wird dazu der aus FEA bestimmte Faktor $c_{FTC} = 1,0395$ aus Abb. 6.4 angezogen und damit die in Abb. 7.9c gezeigte Drehmomentgenauigkeit erreicht. Mit ITC kann die in Abb. 7.9d gezeigte Genauigkeit erreicht werden. Auf die Anwendung der PTC wird verzichtet, da das Verfahren auf denselben Grundbetrachtungen wie die ITC basiert und entsprechend identische Ergebnisse erzeugt. Mit beiden angewandten Kompensationsverfahren kann eine signifikante Verbesserung der Drehmomentgenauigkeit erzielt werden. Dies ist sowohl in den Kennfeldern als auch in Tabelle 7.2 klar ersichtlich.

Analog dazu werden auch das obere und das untere Magnet-Grenzmuster auf dem Prüfstand untersucht. Auch hier werden zunächst Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom vermessen, die Werte sind in Tabelle 7.1 eingetragen. Insgesamt ergibt sich auch hier eine gute Übereinstimmung mit den Flusscharakteristika in Abschnitt 4.5. Ausgehend davon werden Kennfelder gefahren und die Ergebnisse in Abb. 7.10 dargestellt. Auch hier kann durch die Kompensation eine deutliche Reduktion des Drehmomentfehlers erreicht werden.

Erwähnenswert ist dabei das Gesamtbild der Kennfelder, das die Beobachtungen an den Charakteristika aus Kapitel 4 im Vergleich zwischen Remanenzfluss- und Luftspaltabweichung bestätigt. Insbesondere im Vergleich zwischen den Simulationsergebnissen in Abb. 4.7f und Abb. 4.8f, aber auch bei den Messungen in Abb. 4.10f und Abb. 4.11f, ist ein wesentlicher Unterschied im Verlauf erkennbar: Bei der Remanenzflussabweichung verlaufen die Isolinien des Drehmomentfehlers relativ parallel zur i_d -Achse, der Fehler nimmt also relativ zum i_q -Strom zu. Dies zeigt sich genau so auch in Abb. 7.10a und Abb. 7.10d. Bei der der Luftspaltabweichung hingegen sind die Isolinien stärker gekrümmt (Abb. 4.11f). Das Maximum liegt dabei im Bereich $i_d = i_q = 0,7 i_{max}$. Im Drehmoment-Drehzahl-Kennfeld wird dieser Bereich des i_d/i_q -Kennfeldes im unteren Feldschwächbereich durchfahren – und genau dort ist in Abb. 7.9b auch die größte Abweichung sichtbar. Die aus den Charakteristika in i_d/i_q abgeleiteten Zusammenhänge spiegeln sich in den Kennfeldern wie erwartet wider.

Insgesamt lässt sich feststellen, dass für alle drei Grenzmuster durch die vorgestellten Kompensationsverfahren eine deutliche Erhöhung der Drehmomentgenauigkeit erreicht werden kann. An allen in Tabelle 7.2 betrachteten Arbeitspunkten liegt der Fehler nach der Kompensation unter 1 %, was als gut gewertet werden kann. Nicht verschwiegen werden soll, dass es dennoch einzelne Bereiche gibt, in den die Abweichungen größer sind („maximale Abweichung“ in Tabelle 7.2). Allerdings wird auch der Fehler gegenüber den unkompensierten Messungen

Tabelle 7.3: Bewertung der vorgestellten Verfahren: + vorteilhaft, o neutral, - nachteilig

Verfahren	FTC	PTC	ITC	CTC
maximal verbleibender Drehmomentfehler	+	+	+	+
Implementierungs- und Rechenaufwand	+	-	o	-
Wirkungsgrad an der Maximalkennlinie	-	+	+	+

deutlich reduziert. Dabei darf nicht außer Acht gelassen werden, dass bei der Ermittlung von Drehmomentfehlern von unter 1 % die Messgenauigkeit der Sensorik am Prüfstand relevant wird: Alleine die im Datenblatt angegebene Genauigkeit der verwendeten Drehmomentmess-technik liegt bei ca. 0,1 % des Maximaldrehmomentes der EM02. Der Vergleich zwischen der FTC und der ITC ergibt, dass die FTC zwar in einzelnen Punkten genauer ist, die ITC in der Tendenz aber die besser Kompensation liefert.

7.5 Fazit

In einer Gegenüberstellung der in Kapitel 6 hergeleiteten Kompensationsverfahren am Prüfstand zeigt sich, dass der Unterschied in der Drehmomentgenauigkeit zwischen den Kompensationsverfahren ITC und PTC marginal ist. Dies ist erwartungsgemäß, basieren doch beide Verfahren auf demselben Grundprinzip. Die Verfahren ITC und FTC werden an EM01 und EM02 getestet. Im unkompensierten Betrieb der Grenzmuster der EM01 ergibt sich ein maximaler Drehmomentfehler von 12 %. Der maximale Fehler kann mit der FTC auf 3,4 %, mit der ITC auf 1,9 % reduziert werden. In weiten Teilen der aufgenommenen Kennfeldern kann mit beiden Verfahren eine Reduktion des Fehlers unter 0,5 % erreicht werden. Bei EM02 wird neben den Magnet-Grenzmustern auch ein Luftspaltgrenzmuster untersucht. Auch hier kann eine signifikante Reduktion des maximalen Drehmomentfehlers von 4,3 % auf unter 1,9 % erreicht werden. In Tabelle 7.2 wird die erreichte Fehlerreduktion bei den EM02-Maschinen gegenübergestellt, Tabelle 7.3 bewertet die Verfahren auf einen Blick.

Bei einer intensiven Betrachtung des Systemwirkungsgrads bestätigt sich in der Messung, was in Kapitel 6 hergeleitet wird: Mit der ITC und der PTC kann die Sollstromgenerierung so verändert werden, dass nicht nur die Drehmomentgenauigkeit, sondern auch das Verhalten an der Grenzkennlinie auf das Niveau der Referenz gehoben wird. Das Kompensationsverfahren FTC bewirkt hingegen lediglich, dass die Drehmomentgenauigkeit wieder hergestellt wird. Da die Sollstromgenerierung nicht verändert wird, bleibt hinsichtlich Wirkungsgrad und Maximaldrehmoment das Verhalten wie im unkompensierten Fall – inklusive unerwünscht sprunghaftem Zeitverhalten. Gerade beim unteren Grenzmuster ist das besonders nachteilig, da diese Maschine ohnehin schon ein reduziertes Drehmoment aufweist.

Soll mit vergleichbar geringem Aufwand die Drehmomentgenauigkeit verbessert werden, so ist die FTC eine gute Wahl. Für erhöhte Effizienz und optimales Verhalten in allen Arbeitspunkten empfiehlt sich allerdings, die ITC oder PTC zu implementieren. Aufgrund ihrer geringeren Komplexität ist dabei die ITC vorzuziehen.

8 Fazit und Ausblick

8.1 Fazit

Produktionsbedingte Abweichungen innerhalb der Toleranzen von permanenterregten Synchronantrieben bewirken erhöhte Fehler des generierten Drehmoments als Produkt aus Strom i_{dq} und verkettetem Fluss ψ_{dq} in der Maschine. Für ein angefordertes Drehmoment wird der dafür notwendige Strom in einer Stromregelschleife eingestellt, die Genauigkeit des Stroms hängt daher wesentlich von der Strom- und Rotorwinkel-Sensorik ab. Während Offsetfehler der Stromsensoren gut korrigiert werden können, bleiben Verstärkungsfehler unter Umständen unentdeckt. Ein exemplarischer Verstärkungsfehler von 2 % führt, je nach Arbeitspunkt, zu einem Drehmomentfehler von 2 %. Beim Rotorwinkel-Sensor ist die Arbeitspunktabhängigkeit stärker ausgeprägt. Bei Arbeitspunkten mit großen i_d - und kleinen i_q -Strömen, die im Feldschwächbereich und damit bei großen Drehzahlen auftreten, ist bei einem Winkelfehler von $\epsilon_{diff} = 2^\circ$ bezogen auf eine elektrische Umdrehung mit einem Drehmomentfehler von 5 % zu rechnen. Im Ankerstellbereich bei kleinen Drehzahlen hingegen geht der Fehler gegen null. Welches Drehmoment der eingestellte Strom in der Maschine bewirkt, liegt an den verketteten Flüssen ψ_{dq} in der Maschine. Hinsichtlich Drehmomentgenauigkeit sind die Remanenzflussdichte der Magnete und die Luftspaltlänge die signifikantesten Einflussfaktoren: Bei einer E-Maschine mit einer um 4 % erhöhten Remanenzflussdichte zeigt sich ein maximaler Drehmomentfehler von 4,3 % bezogen auf das Maximaldrehmoment. Bei verringerter Remanenzflussdichte um 4 % zeigt sich ein Fehler von -3,7 %. Bei einer E-Maschine mit durchaus realistischen Reduktion der Luftspaltlänge um 21 % ergibt sich ebenfalls ein maximaler Fehler von 4,3 %.

Der wesentliche Beitrag dieser Arbeit gegenüber dem Stand der Technik ist die Methodik zur Identifikation und Kompensation der Abweichung eines einzelnen Systems. Messwerte des Kurzschlussstroms und der Leerlaufspannung werden zur Parametrierung der Ansteuersoftware verwendet. Sie genügen, um die individuellen, produktionsbedingten Abweichungen einer Maschine mit ausreichender Genauigkeit zu bestimmen. Die Messung kann dabei im verbauten Zustand durchgeführt werden, z. B. indem das Hybridfahrzeug mit dem Verbrennungsmotor als Antriebsmaschine wie ein Prüfstand fungiert.

Auf Basis dieser Messungen kommen mehrere Kompensationsverfahren unterschiedlicher Komplexität in Frage, um eine individuelle Anpassung der Regelung an die E-Maschine zu ermöglichen. Produziert diese aufgrund von Abweichungen ein reduziertes Drehmoment, wird der eingepreßte Strom gezielt nach oben korrigiert, sodass sich dennoch das gewünschte Drehmoment einstellt. Dazu sind unterschiedliche Ansätze möglich: Die Factor Torque Compensation (FTC) ist das in der Implementierung und Berechnung einfachste Verfahren. Dabei

wird die Drehmomentanforderung an das System mit einem konstanten Faktor modifiziert, bevor der Sollstrom ermittelt wird. Eine Erweiterung dazu ist die Iterative Torque Compensation (ITC). Bei der ITC ist der Faktor nicht konstant, sondern wird arbeitspunktabhängig berechnet. Dies birgt einerseits die Chance auf erhöhte Genauigkeit, andererseits ermöglicht es die Optimierung der Arbeitspunktwahl hinsichtlich Maximaldrehmoment und Effizienz. Diese Optimierung ermöglicht auch das letzte Verfahren, die Parallel Torque Compensation (PTC). Dabei werden für zwei Maschinen, die am Rand des Toleranzbandes liegen, aus dem Drehmoment die Sollströme bestimmt und diese anschließend interpoliert. Die PTC liefert annähernd identische Resultate wie die ITC. Alle Verfahren bewirken eine deutliche Reduktion des Drehmomentfehlers. Der oben genannte maximale Drehmomentfehler einer Maschine mit um 5 % verringerter Remanenzflussdichte wird von -3,7 % auf 2,2 % (FTC) bzw. 1,7 % (ITC) etwa halbiert, bei der Luftspaltabweichung von 4,3 % auf 1,8 % (FTC) bzw. 1,9 % (ITC) verringert. Bei einer zweiten Maschinengeneration mit um 10 % reduzierter Remanenz kann der maximale Fehler von 12 % mit allen Verfahren sogar auf unter 2 % gesenkt werden. An den meisten Arbeitspunkten ist dabei eine noch stärkere Reduktion als beim maximalen Fehler möglich. Die ITC und die PTC verursachen zwar erhöhten Aufwand, ermöglichen aber im Gegensatz zur FTC eine optimale Ansteuerung insbesondere im Bereich des Maximaldrehmomentes: Ohne Kompensation kommt es hier bei der Maschine mit um 10 % reduzierter Remanenzflussdichte zu einer Drehmomentreduktion von bis über 30 %. Dabei wird zusätzlich der Wirkungsgrad deutlich verschlechtert und das dynamische Verhalten problematisch.

Die entwickelte Identifikation und Kompensation von Abweichungen jeder individuellen Maschine ermöglicht es, mit wenig zusätzlichem Aufwand die Drehmomentgenauigkeit deutlich zu erhöhen. Muss die Drehmomentgenauigkeit nicht erhöht werden, so ergibt sich enormes Sparpotential, da Toleranzgrenzen deutlich weiter definiert werden können.

8.2 Ausblick

Für zukünftige Forschungsarbeiten stellt sich die Frage, inwiefern diese Erkenntnisse auf weitere Fragestellungen angewandt werden können. Es ist davon auszugehen, dass verschiedenste Verfahren der Antriebstechnik von produktionsbedingten Abweichungen beeinträchtigt werden. Ein Beispiel ist ein Permanentmagnet-Temperaturbeobachter [Spe14, Wal17]. Bei diesem wird ein Modell der E-Maschine auf Basis der verketteten Flüsse online berechnet. Abweichungen zwischen Modell und Messwerten werden als Temperaturänderung interpretiert – hierbei verfälschen produktionsbedingte Abweichungen die Beobachtung. Ein Ansatz zur Integration der Erkenntnisse mit ersten vielversprechenden Ergebnissen findet sich daher in Anhang B. Ein weiteres Beispiel sind geberlose Regelungsverfahren [Wie12], wobei eine Beeinträchtigung sowohl bei den Verfahren für hohe Drehzahlen als auch für Verfahren bei niedrigen Drehzahlen denkbar ist. Bei den Verfahren für höhere Drehzahlen wird üblicherweise die induzierte Spannung herangezogen, die maßgeblich von den verketteten Flüssen abhängt. Bei den Verfahren für niedrige Drehzahl wird das Verhältnis der Induktivitäten ausgewertet. Letztere erfahren gemäß den Erkenntnissen der Arbeit insbesondere bei einer Abweichung im Luftspalt eine Änderung.

Literaturverzeichnis

- [Ang17] ANGSTER S.: Spontan geladen: Ladeinfrastruktur. In: *VDE dialog* (4/2017), S. 22
- [Arb15] ARBEITSKREIS EGAS: *Standardisiertes E-GAS Überwachungskonzept für Benzin und Diesel Motorsteuerungen*. <https://www.iav.com/publikationen/technische-veroeffentlichungen/e-gas-monitoring-concepts>. Version: 2015
- [BBB⁺02] BAUDOIN, P. ; BELHADJ, A. ; BREABAN, F. ; DEFFONTAINE, A. ; HOUBAERT, Y.: Effects of laser and mechanical cutting modes on the magnetic properties of low and medium Si content nonoriented electrical steels. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 38 (2002), Nr. 5, S. 3213–3215
- [Bec00] BECERRA, R. C.: Schutzrecht US006046554A: Method and apparatus for calibrating a permanent-magnet motor using back EMF measurement. Antragsteller: General Electric Company. (2000)
- [Bec16] BECKMANN, A.: *Entwicklung eines Verfahrens zur Kompensation von toleranzbedingten Variationen einer permanenterregten Synchronmaschine*. RWTH Aachen, Masterarbeit, 2016
- [BFCRS12] BABEL, A. S. ; FOSTER, S. N. ; CINTRON-RIVERA, J. G. ; STRANGAS, E. G.: Parametric sensitivity in the analysis and control of permanent magnet synchronous machines. In: *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012
- [BNH16] BALLUFF, M. ; NAUMOSKI, H. ; HAMEYER, K.: Sensitivity analysis on tolerance induced torque fluctuation of a synchronous machine. In: *Electric Drives Production Conference and Exhibition*. 2016
- [Böc16] BÖCKER, J.: *Geregelte Drehstromantriebe*. Universität Paderborn, 2016
- [BV14] BUTOV, A. ; VERL, A.: Comparison of end of line tests for serial production of electric motors in hybrid truck applications. In: *Electric Drives Production Conference 2014*. 2014
- [CCHW90] CLEGG, A. G. ; COULSON, I. M. ; HILTON, G. ; WONG, H. Y.: The temperature stability of NdFeB and NdFeBCo magnets. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 26 (1990), Nr. 5, S. 1942–1944
- [CGLV14] COUPEK, D. ; GÜLEC, A. ; LECHLER, A. ; VERL, A.: Selective rotor assembly using fuzzy logic in the production of electric drives. In: *CIRP Conference on Intelligent Computation in Manufacturing Engineering (CIRP ICME)*. 2014
- [CMH12] COENEN, I. ; M. VAN DER GIET ; HAMEYER, K.: Manufacturing tolerances: estimation and prediction of cogging torque influenced by magnetization faults. In: *IEEE Transactions on Magnetics* Bd. 48. 2012, S. 1932–1936

- [CMH13] COENEN, I. ; MBO'O, C. P. ; HAMEYER, K.: Statistical evaluation of manufacturing tolerances in electrical machines by simulation and measurement: 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives. In: *Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. 2013
- [Coe14] COENEN, I.: *Beitrag zur Analyse elektrischer Antriebssysteme mit toleranzbehafteten Komponenten: Vom elektromagnetischen Entwurf bis zur End-of-Line Prüfung*, RWTH Aachen, Diss., 2014
- [CS98] CHUNG, D.-W. ; SUL, S.-K.: Analysis and compensation of current measurement error in vector-controlled AC motor drives. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* Bd. 34. 1998, S. 340–345
- [CS07] CHO, K. R. ; SEOK, J. K.: Robust measurement disturbance observer design for AC motor drive systems with current measurement errors. In: *International Conference on Power Electronics*. 2007
- [CS08] CHO, K. R. ; SEOK, J. K.: Correction on current measurement errors for accurate flux estimation of AC drives at low stator frequency. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 44 (2008), Nr. 2, S. 594–603
- [DGCe15] DING, G. ; GUO, S. ; CAI, L. ; ET AL: Study on ultrafine-grained sintered Nd-Fe-B magnets produced from jet-milled HDDR powders. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 51 (2015), Nr. 11, S. 1–4
- [DIN91] Norm DIN ISO 2768-1 Apr 1991. *Allgemeintoleranzen*
- [DIN95] Norm DIN 1319-1 Jan 1995. *Grundlagen der Meßtechnik - Teil1: Grundbegriffe*
- [DIN11] Norm DIN 6930 Okt 2011. *Stanzteile aus Stahl - Teil 2: Allgemeintoleranzen*
- [DIN13] Norm DIN ISO 3534-2 Dez 2013. *Statistik – Begriffe und Formelzeichen – Teil 2: Angewandte Statistik*
- [ECE13] Norm ECE-R 85 Jul 2013. *Uniform provisions concerning the approval of internal combustion engines or electric drive trains intended for the propulsion of motor vehicles of categories M and N with regard to the measurement of net power and the maximum 30 minutes power of electric drive trains*
- [EE16] EKLUND, P. ; ERIKSSON, S.: Air gap magnetic flux density variations due to manufacturing tolerances in a permanent magnet synchronous generator. In: *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2016
- [Fal10] FALCO, M.: Methods and principles for torque accuracy and safety. In: *Hybrid Vehicles and Energy Management*, 2010
- [FS12] FRITZ, A. H. (Hrsg.) ; SCHULZE, G. (Hrsg.): *Fertigungstechnik*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2012
- [GHN⁺ 15] GOPALAKRISHNAN, S. ; HAO, L. ; NAMUDURI, C. ; RAHMAN, K. ; OMEKANDA, A. ; FREITAS, C.: Impact of position sensor accuracy on the performance of propulsion IPM drives. In: *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. 2015

- [Gra08] GRACIA, M. H.: *Methoden zum Entwurf von robusten Stellantrieben unter Berücksichtigung fertigungsbedingter Abweichungen*, RWTH Aachen, Diss., 2008
- [Har] HARTMANN, V.: *Rotor Offset Calibration: hofer eds GmbH*
- [Har13] HARTMANN, V.: Rotor angle error correction. Version: 2013. http://www.hofer-ingenieur.de/de/download/13-07_Rotor_angle_error_correction.pdf. In: *Electric & Hybrid Vehicle Technology International July 2013*. 2013
- [HBFH17] HEROLD, T. ; BÖHMER, S. ; FRANCK, D. ; HAMEYER, K.: Data analysis in the production process of electrical drive systems. In: *6. Conference on Future Automotive Technology*. Fürstenfeld, 2017
- [Hei11] HEIDENHAIN ; DR. JOHANNES HEIDENHAIN GMBH (Hrsg.): *Bearbeitungsgenauigkeit von Werkzeugmaschinen: Technische Information*. http://www.heidenhain.de/fileadmin/pdb/media/img/635399-12_Bearbeitungsgenauigkeit_WZM.pdf. Version: 2011
- [HGD⁺08] HARKE, M. C. ; GUERRERO, J. M. ; DEGNER, M. W. ; BRIZ, F. ; LORENZ, R. D.: Current measurement gain tuning using high-frequency signal injection. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 44 (2008), Nr. 5, S. 1578–1586
- [HL08] HARKE, M. C. ; LORENZ, R. D.: The spatial effect and compensation of current sensor differential gains for three-phase three-wire systems. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 44 (2008), Nr. 4, S. 1181–1189
- [Hof14] HOFMANN, P.: *Hybridfahrzeuge: Ein alternatives Antriebssystem für die Zukunft*. Springer-Verlag Wien, 2014
- [HT11] HEINS, G. ; THIELE, M.: Superposition techniques for analyzing cogging torque sensitivity to manufacturing errors in fractional pitch PMSM. In: *Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2011
- [Hub16] HUBER, T.: *Experimentelle Identifikation eines thermischen Modells zur Überwachung kritischer Temperaturen in hochausgenutzten permanenterregten Synchronmotoren für automobile Traktionsanwendungen*, Universität Paderborn, Diss., 2016
- [ISO11] Norm ISO 26262 Nov 2011. *Road vehicles – Functional safety*
- [ITM04] IVERS-TIFFÉE, E. ; MÜNCH, W. v.: *Werkstoffe der Elektrotechnik*. 9. Auflage. Vieweg+Teubner Verlag, 2004
- [KDS15] KHREIS, H. ; DEFLORIO, A. ; SCHMUELLING, B.: A novel online PMSM parameter identification method for electric and hybrid electric vehicles based on cluster technique. In: *International Electric Machines & Drives Conference 2015 (IEMDC)*. 2015
- [KHH02] KIM, Y.-K. ; HONG, J.-P. ; HUR, J.: Torque characteristics analysis considering the tolerance of electric machine by stochastic response surface method. In: *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2002, S. 752–758

- [KHIK12] KHAN, M. A. ; HUSAIN, I. ; ISLAM, R. ; KLASS, J.: Design of experiments to address manufacturing tolerances and process variation influencing cogging torque and back EMF in the mass production of the permanent magnet synchronous motors. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2012
- [Kle15] KLEIN, B.: *Toleranzdesign im Maschinen- und Fahrzeugbau: Dimensionelle und geometrische Toleranzen (F+L), CAD-Tolerierung, Tolerierungsprinzipien, Maßketten und Oberflächen*. 3. Auflage. Oldenbourg : De Gruyter, 2015
- [KN14] KAMPKER, A. ; NOWACKI, C.: *Elektromobilproduktion*. Berlin, Heidelberg : Springer Vieweg, 2014
- [KSTN14] KNAUDER, B. ; SAVITSKI, D. ; THEUNISSEN, J. ; NOVELLIS, L.: Elektrisches Torque Vectoring für Elektrofahrzeuge. In: *ATZelektronik* 9 (2014), Nr. 4, S. 70–75
- [KVB14] KALLASTE, A. ; VAIMANN, T. ; BELAHCEN, A.: Possible manufacturing tolerance faults in design and construction of low speed slotless permanent magnet generator. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE-ECCE)*. 2014
- [Lam14] LAMPRECHT, E.: *Der Einfluss der Fertigungsverfahren auf die Wirbelstromverluste von Stator-Einzelzahnblechpaketen für den Einsatz in Hybrid- und Elektrofahrzeugen*, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, Diss., 2014
- [LEM] LEM: *Isolated current and voltage transducers: Characteristics - Applications - Calculations*. <https://www.lem.com/zh/file/3139/download>. Version: 3
- [Ler12] LERCH, R.: *Elektrische Messtechnik*. 6. Auflage. Berlin Heidelberg : Springer Vieweg, 2012
- [LTH14] LIU, Q. ; THUL, A. ; HAMEYER, K.: A robust model reference adaptive controller for the PMSM drive system with torque estimation and compensation. In: *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2014
- [LXC16] LARA J. ; XU J. ; CHANDRA A.: Effects of rotor position error in the performance of field-oriented-controlled PMSM drives for electric vehicle traction applications. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63 (2016), Nr. 8, S. 4738–4751
- [Mey10] MEYER, M.: *Wirkungsgradoptimierte Regelung hoch ausgenutzter Permanentmagnet-Synchronmaschinen im Antriebsstrang von Automobilen*, Universität Paderborn, Diss., 2010
- [MVP08] MÜLLER, G. ; VOGT, K. ; PONICK, B.: *Elektrische Maschinen*. Bd. Bd. 2: *Berechnung elektrischer Maschinen*. 6. Auflage. Weinheim : Wiley-VCH-Verl., 2008
- [NM65] NELDER, J. A. ; MEAD, R.: A simplex method for function minimization. In: *The computer journal* 7 (1965), Nr. 4, S. 308–313

- [NMM14] NAKANO, M. ; MORITA, Y. ; MATSUNAGA, T.: Reduction of cogging torque due to production tolerances of rotor by using partially placed dummy slots in axial direction. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2014
- [NWW16] NEIDIG, N. ; WANKE, A. ; WERNER, Q. ; DOPPELBAUER, M.: Influence of a variable reluctance resolver on an E-motor-system. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE ECCE)*. 2016
- [OB16] OTT, M. ; BÖCKER, J.: Sensitivity analysis on production tolerances for electric drive systems in automotive application. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2016
- [OBB17] OTT, M. ; BECKMANN, A. ; BÖCKER, J.: A compensation method for production tolerances in electric drive systems using an extended open-loop torque control. In: *European Electric Vehicle Congress (EEVC)*. 2017
- [OBMP17] OTT, M. ; BAKHACH, E. ; MENNE, M. ; POHLENZ, D.: Schutzrecht DE102017007422A1: Verfahren zum Ermitteln von Fertigungstoleranzen einer elektrischen Maschine. Antragsteller: Daimler AG. (2017)
- [Off15] OFFERMANN P.: *Beitrag zur Berechnung und Übertragung von Unsicherheiten am Beispiel der Magnetisierung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen*, RWTH Aachen, Diss., 2015
- [OGB17] OTT, M. ; GUELEC, A. ; BÖCKER, J.: An iterative compensation method for production tolerances in electric drive systems. In: *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2017
- [OHT⁺15] OFFERMANN, P. ; HUNG MAO ; THU TRANG NGUYEN ; CLENET, S. ; GERSEM, H. d. ; HAMEYER, K.: Uncertainty quantification and sensitivity analysis in electrical machines with stochastically varying machine parameters. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* 51 (2015), Nr. 3, S. 1–4
- [OJ07] OMBACH, G. ; JUNAK, J.: Design of PM brushless motor taking into account tolerances of mass production - six sigma design method. In: *IEEE Industry Applications Annual Meeting*, 2007, S. 2139–2146
- [OMP17] OTT, M. ; MENNE, M. ; POHLENZ, D.: Schutzrecht DE 10 2016 006 313 A1: Verfahren zum Betreiben einer permanentmagneterregten Synchronmaschine. Antragsteller: Daimler AG. (2017)
- [OT11] ONIMURA, T. ; TABATA, S.: Schutzrecht EP 2589445A1: Method for producing alloy cast slab for rare earth sintered magnet. Antragsteller: Santoku Corporation. (2011)
- [PB10] POHLENZ, D. ; BÖCKER, J.: Efficiency improvement of an IPMSM using maximum efficiency operating strategy. In: *Power Electronics and Motion Control Conference 2010*. 2010
- [PC07] PORTAS, R. ; COLOMBEL, L.: Accuracy of hall-effect current measurement transducers in automotive battery management applications using current integration. In: *Automotive Power Electronics*. 2007

- [PC08] PETKOVSKA, L. ; CVETKOVSKI, G.: Performance optimization of a permanent magnet synchronous motor by sampling based sensitivity analysis. In: *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2008
- [Pet14] PETERS, W.: *Wirkungsgradoptimale Regelung von permanenterregten Synchronmotoren in automobilen Traktionsanwendungen unter Berücksichtigung der magnetischen Sättigung*, Universität Paderborn, Diss., 2014
- [PN18] PÜTTNER, A. ; NIEDER, T. ; ZENTRUM FÜR SONNENENERGIE- UND WASSERSTOFF-FORSCHUNG BADEN-WÜRTTEMBERG (Hrsg.): *Datenservice Erneuerbare Energien*. <https://www.zsw-bw.de/mediathek/datenservice.html>. Version: 19.02.2018
- [RDHe14] RAEDT, H.-W. ; DAHME, M. ; HIRSCHVOGEL, M. ; ET AL ; HIRSCHVOGEL AUTOMOTIVE GROUP (Hrsg.): *Massivumgeformte Komponenten*. 2014
- [RGIS13] RAMAKRISHNAN, R. ; GEBREGERGIS A. ; ISLAM M. ; SEBASTIAN T.: Effect of position sensor error on the performance of PMSM drives for low torque ripple applications. In: *International Electric Machines & Drives Conference*. 2013
- [Ric14] RICHTER, J., DOLLINGER, A., DOPPELBAUER, M.: Iron loss and parameter measurement of permanent magnet synchronous machines. In: *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2014
- [RLN⁺04] RANG, G. ; LIM, J. ; NAM, K. ; IHM, H.-B. ; KIM, H.-G.: A MTPA control scheme for an IPM synchronous motor considering magnet flux variation caused by temperature. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2004
- [RNBe12] REIF K. (Hrsg.) ; NOREIKAT K.-E. (Hrsg.) ; BORGEEST K. (Hrsg.) ; ET AL. (Hrsg.): *Kraftfahrzeug-Hybridantriebe: Grundlagen, Komponenten, Systeme, Anwendungen*. Vieweg+Teubner Verlag, 2012
- [Sch09] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. 3. Auflage. Springer Berlin Heidelberg, 2009
- [SFH15] SCHRÖDER, M. ; FRANCK, D. ; HAMEYER, K.: Analytical modeling of manufacturing tolerances for surface mounted permanent magnet synchronous machines. In: *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. 2015
- [Spe14] SPECHT, A.: *Ermittlung der Rotortemperatur einer Synchronmaschine mit eingebetteten Permanentmagneten für einen automobilen Traktionsantrieb mittels Beobachter basierend auf elektrischen Größen*, Universität Paderborn, Diss., 2014
- [SPR12] SWOROWSKI, E. ; PÖTZL, T. ; REUSS, H. C.: Analysis and compensation of rotor position distortions in electrical drives up to the field weakening. In: *Stuttgart International Symposium*, 2012

- [SSBPCB13] SIMÓN-SEMPERE, V. ; BURGOS-PAYÁN, M. ; CERQUIDES-BUENO, J. R.: Influence of manufacturing tolerances on the electromotive force in permanent-magnet motors. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 49 (2013), Nr. 11, S. 5522–5532
- [SWB14] SPECHT, A. ; WALLSCHEID, O. ; BÖCKER, J.: Determination of rotor temperature for an interior permanent magnet synchronous machine using a precise flux observer. In: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC - ECCE-ASIA)*. 2014
- [Swo14] SWOROWSKI, E.: *Ganzheitliche Methodik Zur Analyse Und Kompensation Von Ansteuerungsbedingten Störungen Im Regelkreis Permanenterregter Synchronmaschinen*, Universität Stuttgart, Diss., 2014
- [Tam] TAMAGAWA SEIKI CO. LTD.: *VR Type Resolver Singlsyn: Datenblatt: Catalogue No.T12-1570N14*.
<http://www.tamagawa-seiki.com/pdf/download/1570N14EJ.pdf>
- [TRIZ17] TARAN, N. ; RALLABANDI, V. ; IONEL, D. M. ; ZHOU, P.: On the effect of design tolerances on the performance of synchronous PM machines. In: *International Electric Machines & Drives Conference 2017 (IEMDC)*. 2017
- [TS93] TIETZE, U. ; SCHENK, C.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer Berlin Heidelberg, 1993
- [Ueb14] UEBENER, S.: *Evaluierung und Anwendung eines Emulators für elektrische Maschinen in der Entwicklung von Elektro- und Hybridfahrzeugen*, Universität Paderborn, Diss., 2014
- [VAC14] VACUUMSCHMELZE ; VACUUMSCHMELZE GMBH & Co. KG (Hrsg.): *Selten-Erd-Dauermagnete VACOdym & VACOmax*. <http://www.vacuumschmelze.de/de/produkte/dauermagnete-systeme/dauermagnete.html>. Version: 2014
- [Wal17] WALLSCHEID, O.: *Ein Beitrag zur thermischen Ausnutzung permanenterregter Synchronmotoren in automobilen Traktionsanwendungen*, Universität Paderborn, Diss., 2017
- [WB13] WALLSCHEID, O. ; BÖCKER, J.: Wirkungsgradoptimale Arbeitspunktsteuerung für einen permanenterregten Synchronmotor mit vergrabenen Magneten unter Berücksichtigung von Temperatureinflüssen. In: *Internationaler ETG-Kongress*. 2013
- [WD15] WANG, C. J. ; DEGNER, M. W.: Schutzrecht DE102014212964A1: Verfahren zur Schätzung von Stromsensorbedingtem Drehmomentfehler für IPMSM-basiertes Elektroantriebssystem. Antragsteller: Ford Global Technologies. (2015)
- [WDI⁺ 15] WANG, C. J. ; DEGNER, M. ; ISAYEVA, R. ; XU, L. ; LUEDTKE, D. R.: Schutzrecht DE102014212964A1: Verfahren zur Detektion von Stromsensorfehlern im Elektroantriebssystem unter Verwendung des Spannungssollwertfehlers. Antragsteller: Ford Global Technologies. (2015)

- [WGQW13] WU, Z. ; GUO, H. ; QIAN, H. ; WANG, D.: Sensitive analysis of geometrical parameters on robust design for surface mounted permanent magnet synchronous motor. In: *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2013
- [Wie12] WIEDMANN, K.: *Positionsgeberloser Betrieb von permanentmagneterregten Synchronmaschinen*, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover, Diss., 2012

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzungen/Indizes

<i>diff</i>	Differenz	HV	Hochvolt
2D-PTC	2 dimensional Parallel Torque Compensation	IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistors
AC	Wechselgröße (eigentlich Wechselstrom, Alternating Current)	ind	Individuell
AG	Luftspalt (airgap)	IPMSM	Interior permanent magnet synchronous machine - Permanentterregte Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten.
AGOG	oberes Grenzmuster hinsichtlich Luftspalllänge (AG=airgap)	ISO	Internationale Organisation für Normung / International Organization for Standardization
CAN	Controller-Area-Network	ITC	Iterative Torque Compensation
CTC	Consecutive Torque Compensation	korr	korrigiert
DC	Gleichgröße (eigentlich Gleichstrom, Direct Current)	lim	limitiert
DIN	Deutsche Industrie Norm	m	modifiziert
E-Maschine	elektrische Maschine	max	Maximalwert
EM01	IPMSM-Generation der 25kW-Leistungsklasse, die im Rahmen der Arbeit untersucht wurde	MTPC	Maximum-Torque-Per-Current
EM02	IPMSM-Generation der 80kW-Leistungsklasse, die im Rahmen der Arbeit untersucht wurde	MTPF	Maximum-Torque-Per-Flux
EOL	End-of-Line	NdFeB	Neodym-Eisen-Bor
ESP	Elektronisches Stabilitätsprogramm	OG	oberes Grenzmuster
Fe	Eisen	opt	optimal
FEA	Finite Element Analysis	PKW	Personenkraftwagen
FTC	Factor Torque Compensation	PM	Permanentmagnet
		PMSM	Permanent magnet synchronous machine - Permanentterregte Synchronmaschine
		PMTB	Permanentmagnet-Temperaturbeobachter

PTC	Parallel Torque Compensation	μ_0	magnetische Feldkonstante
PWM	Pulsweitenmodulation	ω	elektrische Kreisfrequenz
ref	Referenz	ϕ	Fluss
SPMSM	Surface mounted permanent magnet synchronous machine - Permanenterregte Synchronmaschine mit Oberflächenmagneten.	ψ	verketteter Fluss
sPTC	simple Parallel Torque Compensation	ψ_{PM}	verketteter Permanentmagnetfluss
UG	unteres Grenzmuster	σ	Standartabweichung
unkorr	unkorrigiert	τ	Zeitkonstante
v. a.	vor allem	θ	Durchflutung
VKM	Verbrennungskraftmaschine	ϑ	Temperatur
WLTP	Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedure	a	Aussteuergrad
z. B.	zum Beispiel	b_M	Magnetbreite
Formelzeichen		b_N	Nutöffnung
α_{Br}	Temperaturkoeffizient für Remanenzflussdichte	b_S	Stegbreite
α_{Hc}	Temperaturkoeffizient für Koerzitivfeldstärke	b_Z	Zahnbreite
α_{PM}	Temperaturkoeffizient für die Permanentmagnete allgemein	c	Skalierfaktor
μ_r	relative Permeabilitätszahl	C_{pk}	kleinster Prozessfähigkeitsindex
B	magnetische Flussdichte	C_p	Prozessfähigkeitsindex
B_r	Remanenzflussdichte	d	Dicke
H	magnetische Feldstärke	d_M	Abstand der Magnetta-schen
H_{cB}, H_{cJ}	Koerzitivfeldstärke	F	Kraft
J	magnetischen Polarisation	f	Frequenz
J_K	Kreuzkopplungsmatrix	$f(x)$	Funktion von x
Q	Rotationsmatrix der Park-Transformation	G	Übertragungsfunktion
T_{32}, T_{23}	Transformationsmatrix der Clarke-Transformation	h_M	Magnethöhe
δ	Luftspaltlänge	h_Z	Zahnhöhe
ϵ	Rotorwinkel	i, I	Strom
μ	Mittelwert	i_0	Strom am Null-Fluss-Punkt
		i_{sc}	Kurzschlussstrom (sc=short circuit)
		$i_{d,sc}$	d-Anteil des Kurzschlussstroms
		$i_{x,ist}$	Tatsächlicher Wert eines Stroms
		$i_{x,mess}$	Messwert eines Stroms
		K	Verstärkungsfaktor
		k_H	Hall-Konstante
		L	Induktivität

Anhang A

Erweiterung der Sensitivitätsanalyse durch FEA

In Kapitel 4 wird aufgezeigt, dass der Permanentmagnetfluss und der Luftspalt die Größen sind, deren Produktionsabweichungen mit Abstand die größten Auswirkungen auf die Drehmomentgenauigkeit haben. Daher werden in der Arbeit ausschließlich diese Größen untersucht.

Ergänzend dazu werden an dieser Stelle weitere Untersuchungsergebnisse gezeigt. Im ersten Abschnitt werden die Auswirkungen diverser zusätzlicher Größen beleuchtet, die im Hauptteil nicht zur Sprache kommen. Im zweiten Abschnitt sollen die Größen Permanentmagnetfluss und der Luftspalt anhand zweier Maschinen untersucht werden, die sich von EM01 und EM02 relativ stark unterscheiden. Dies liefert einen Hinweis auf die Allgemeingültigkeit der in vorliegender Arbeit hergeleiteten Zusammenhänge.

A.1 Untersuchungen weiterer Größen

Die Auswahl der Größen erfolgt anhand der Betrachtungen der Fertigung in Kapitel 4 sowie der in dem Kapitel angegebenen Literatur. Die Größen werden in Anlehnung an [BNH16] jeweils um 5 % relativ zu ihrem Nominalwert variiert. Daraus wird analog zu Kapitel 4 mit FEA die Charakteristik im i_d/i_q -Kennfeld berechnet und diese mit der Charakteristik der Referenzmaschine verglichen. Wichtig ist hierbei die Erkenntnis, dass eine Abweichung von 5 % für die meisten Größen unrealistisch groß ist. Lediglich die Magnetdicke kann tatsächlich so toleriert sein, die anderen Toleranzen liegen generell unter 1 % (siehe Kapitel 4). Trotzdem bietet der Wert eine Vergleichbarkeit und macht bei manchen Größen einen Effekt überhaupt erst sichtbar.

Die berechneten Ergebnisse sind in Abb. A.1 und Abb. A.2 dargestellt. In den einzelnen Zeilen der Abbildung sind einzelne Größen variiert. Dabei sind links (Teilbilder a, d, g, j) jeweils die verketteten Flüsse ψ verzeichnet. Die rote Äquipotentiallinie stellt dabei die Charakteristik der Referenzmaschine dar, die immer gleich bleibt. Die blaue Linie zeigt die Charakteristik der individuellen Maschine, die die entsprechende Abweichung beinhaltet. Die Darstellungen sind analog zu Abb. 6.5. Die jeweils mittleren Abbildungen (Teilbilder b, e, h, k) zeigen nach demselben Schema die sich einstellenden Drehmomente. In den jeweils rechten Abbildungen

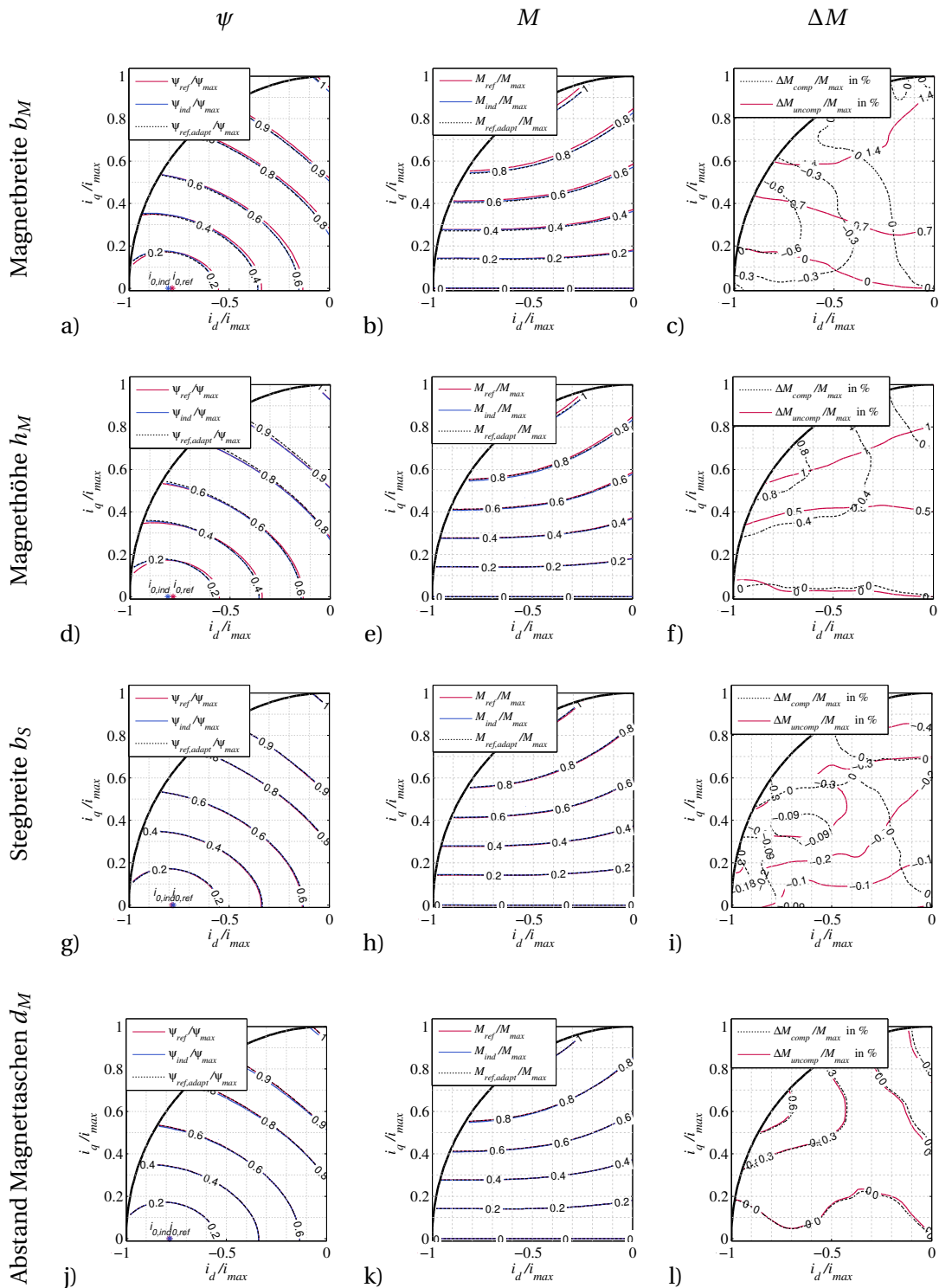


Abb. A.1: Untersuchung unterschiedlicher Einflussgrößen auf die verketteten Flüsse (links, Teilbilder a, d, g, j), die Drehmomente (Mitte, Teilbilder b, e, h, k), sowie die Drehmomentdifferenzen (rechts, Teilbilder c, f, i, l) mittels FEA. Die Einflussgrößen sind dabei die Magnetbreite b_M (a, b, c), die Magnethöhe h_M (d, e, f), die Stegbreite b_S (g, h, i) und der Abstand der Magnettaschen zueinander (j, k, l)

(Teilbilder c, f, i, l) sind als rote, durchgezogene Äquipotentiallinien die Drehmomentdifferenzen dargestellt.

Auf Basis der Untersuchungen wird analog zu Abschnitt 6.3 das in der Arbeit entwickelten Kompensationsverfahren angewendet. In den Abbildungen sind daher zusätzlich die Charakteristika nach einer Kompensation verzeichnet, die Darstellung erfolgt analog Abb. 6.5. Damit können in den Abbildungen die Abweichungen im kompensierten und dem unkompensierten Fall direkt verglichen werden.

Betrachtet werden insgesamt acht verschiedene Einflussgrößen. Ihre Bezeichnung bezieht sich auf die Darstellung in Abb. 4.1. Im Folgenden soll der jeweilige Einfluss kurz andiskutiert werden:

- Sowohl die *Magnetbreite* b_M (Abb. A.1a-c) als auch die *Magnethöhe* h_M (Abb. A.1d-f) führen zu einer Änderung der Masse des Magneten und damit des Permanentmagnetfeldes. Zunächst ließe sich daher ein Einfluss ähnlich dem eines materialbedingt veränderten Remanenzflusses B_r vermuten. Ein Stück weit bestätigt sich dies auch, da eine klare Verschiebung des Fluss-Null-Punktes (Mittelpunkt der Flussellipsen) sichtbar ist. Da sich allerdings auch ein Einfluss auf die geometrischen Verhältnisse in der Maschine ergibt, bleiben auch die Induktivitäten nicht unangetastet.
- Die *Stegbreite* b_S (Abb. A.1g-i) beeinflusst wesentlich den Permanentmagnetfluss, der direkt im Rotor kurzgeschlossen und nicht im Stator wirksam ist. Dieser kurzgeschlossene Fluss trägt nicht zur Drehmomentbildung bei. Ein verbreiteter Steg wirkt daher ähnlich einer reduzierten Remanenzflussdichte B_r , die Fluss-Charakteristika zeigen im Wesentlichen eine Verschiebung entlang der i_d -Achse. Dies zeigt sich auch darin, dass eine Kompensation sehr gute Resultate bewirkt.
- Die weiteren abgebildeten Größen sind der Abstand der Magnetaschen zueinander (Abb. A.1j-l), die *Zahnbreite* b_Z (Abb. A.2a-c), die *Zahnhöhe* h_Z (Abb. A.2d-f), die Breite der *Nutöffnung* b_N (Abb. A.2g-i) und der *Eckradius der Nuten* (Abb. A.2j-l). Eine produktionsbedingte Abweichung all dieser Größen ändert die Charakteristik der Maschine auf individuelle und nichtlineare Art.

Dabei gibt es einige Fälle, in denen eine Kompensation zumindest eine kleine Verbesserung bewirkt – bei dem Einfluss von *Magnethöhe*, *Magnetbreite*, *Stegbreite*, *Zahnbreite* und *Zahnhöhe*. In anderen Fällen ergibt sich kein signifikanter Unterschied bewirkt (*Abstand der Magnetaschen* und *Eckradius der Nuten*). Bei der *Breite der Nutöffnung* verursacht die Kompensation sogar eine leichte Verschlechterung der Drehmomentgenauigkeit. Die hier im Anhang berechneten und dargestellten Charakteristiken lassen jedoch einen wichtigen und zentralen Schluss zu: Die berechneten Drehmomentfehler sind in allen Fällen kleiner als 2,5 %, meist jedoch deutlich kleiner als 1 % bezogen auf das Maximaldrehmoment. Diese Abweichung ergibt sich dabei unter Annahme einer (unrealistisch großen) Abweichung von 5 % in den einzelnen Größen. Für eine reale Maschine mit den vergleichsweise engen Toleranzen ist ihr Einfluss somit vernachlässigbar.

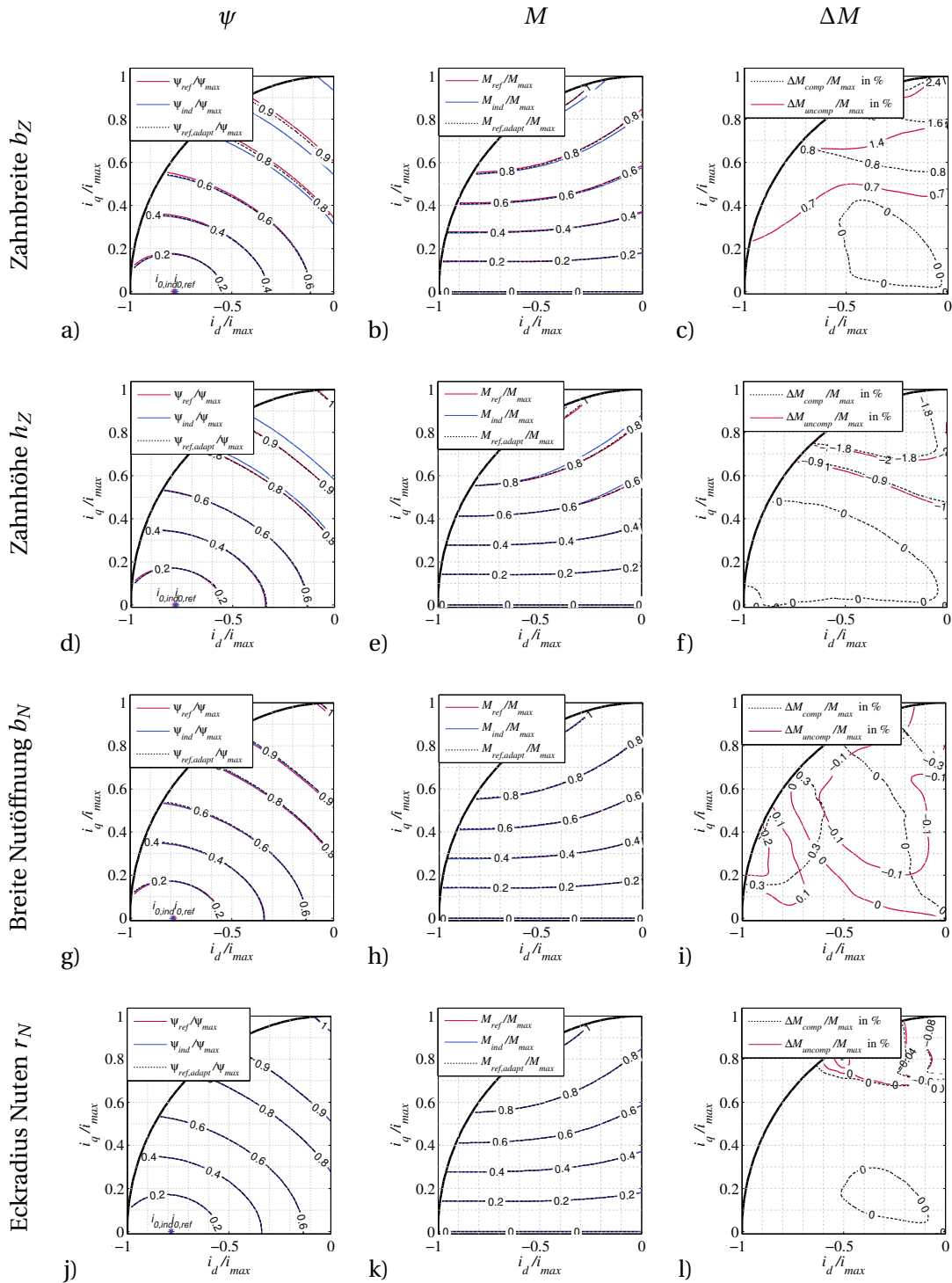


Abb. A.2: Untersuchung unterschiedlicher Einflussgrößen auf die verketteten Flüsse (links, Teilbilder a, d, g, j), die Drehmomente (Mitte, Teilbilder b, e, h, k), sowie die Drehmomentdifferenzen (rechts, Teilbilder c, f, i, l) mittels FEA. Die Einflussgrößen sind dabei die Zahnbreite b_Z (a, b, c), die Zahnhöhe h_Z (d, e, f), die Breite der Nutöffnung b_N (g, h, i) und der Eckradius der Nuten r_N (j, k, l)

A.2 Untersuchungen an PMSM mit alternativen Rotortopologien

Die Sensitivitätsanalyse wird in dieser Arbeit, ebenso wie die Verfahren zur Identifikation und Kompensation, allgemein hergeleitet. Um die Übertragbarkeit zu überprüfen, sollen in diesem Abschnitt zwei alternative E-Maschinen-Designs untersucht werden.

Das eine Design ist dem Blechschnitt des Nissan Leaf nachempfunden. Es stellt eine IPMSM mit aufwändigerer Rotorgeometrie dar. Das zweite Design ist eine SPMSM, eine permanenterregte Maschine mit Oberflächenmagneten. Beide Maschinen wurden in FEA modelliert und simuliert, um die Charakteristik der verketteten Flüsse und des Drehmoments zu ermitteln. Dabei wird zunächst jeweils eine Referenzmaschine simuliert. Anschließend werden analog zu Kapitel 4 Abweichungen in die Remanenzflussdichte sowie in den Luftspalt der Maschinen eingebracht und die FEA-Simulation wiederholt. Aus den Simulationen werden die Charakteristika für verkettete Flüsse und Drehmoment gewonnen. Sie sind in Abb. A.3 für das Leaf-Design und in Abb. A.4 für die SPMSM dargestellt¹. Bei der Betrachtung zeigt sich, dass die in Kapitel 4 ausführlich diskutierten Effekte auch hier deutlich sichtbar sind: Bei der Abweichung der Remanenzflussdichte ergibt sich im Wesentlichen die Verschiebung entlang der i_d -Achse, bei der Abweichung des Luftspaltes zeigt sich ein Skalier-Effekt.

Wie bereits im voranstehenden Abschnitt wird auf die verketteten Flüsse direkt das Kompensationsverfahren gemäß Abschnitt 6.3 angewandt und so die erzielbare Drehmomentgenauigkeit nach Kompensation ermittelt. Dabei zeigt sich, dass bei beiden Maschinen eine signifikante Verbesserung der Drehmomentgenauigkeit erzielt werden kann: Für das Leaf-Design ergibt sich bei der Abweichung des Remanenzflusses eine Reduktion des Drehmomentfehlers von 2,1 % auf 0,16 % bezogen auf das Maximaldrehmoment. Für die Abweichung des Luftspaltes ergibt sich eine Senkung von -0,9 % auf -0,08 %. Für die SPMSM kann der Fehler ebenfalls stark reduziert werden – für den Remanenzfluss von 4 % auf 0,5 % und für den Luftspalt von -0,7 % auf -0,09 %.

Diese Ergebnisse stehen in einer guten Übereinstimmung mit den im Hauptteil abgeleiteten Zusammenhängen, ein weiteres Indiz für deren Allgemeingültigkeit.

¹ Charakteristisch für die SPMSM ist, dass für den linearen Fall $L_d = L_q$ gilt. Dadurch werden die Flussellipsen zu Kreisen.

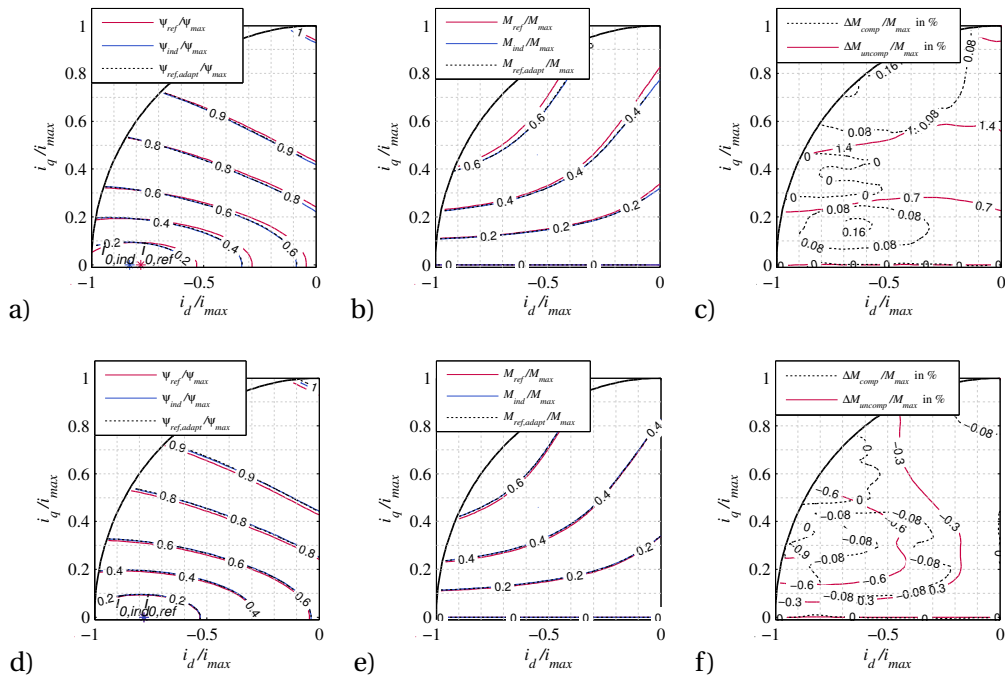


Abb. A.3: Übertragung der Erkenntnisse der Arbeit auf die E-Maschine ähnlich der in einem Nissan Leaf: Untersuchung einer Permanentmagnetfluss-Abweichung von 5% (Teilbilder a-c) und einer Luftspalt-Abweichung von 5% (Teilbilder d-f). Dargestellt sind verkettete Flüsse (a+d), Drehmomente (b+e) und Fehler der Drehmomente (c+f) analog zu Abb. 6.5 und Abb. 6.6, sowohl kompensiert als auch unkompensiert.

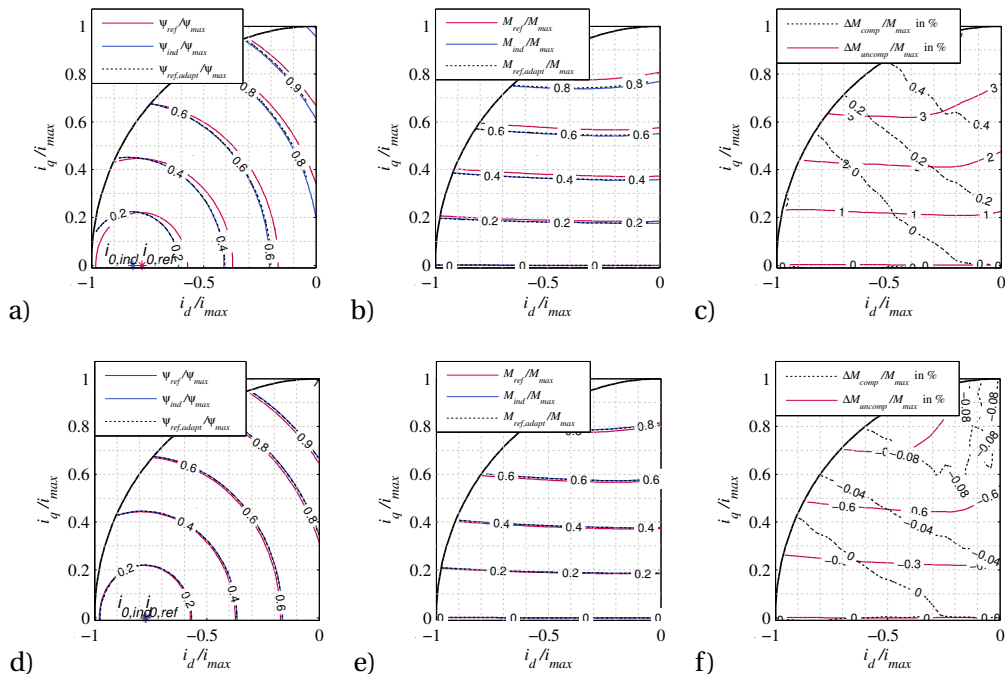


Abb. A.4: Übertragung der Erkenntnisse der Arbeit auf Maschine mit Oberflächenmagneten (SPMSM): Untersuchung einer Permanentmagnetfluss-Abweichung von 5% (Teilbilder a-c) und einer Luftspalt-Abweichung von 5% (Teilbilder d-f). Dargestellt sind verkettete Flüsse (a+d), Drehmomente (b+e) und Fehler der Drehmomente (c+f) analog zu Abb. 6.5 und Abb. 6.6, sowohl kompensiert als auch unkompensiert.

Anhang B

Anwendung der Kompensation: Permanentmagnet-Temperaturbeobachter

Wie in der Arbeit mehrfach andiskutiert, ist es nicht mit vertretbarem Aufwand möglich, in der Serienanwendung eines Traktionsantriebs die Temperatur der Magnete im Rotor zu messen. Dennoch ist die Magnettemperatur eine interessante Größe, mit deren Hilfe beispielsweise die thermische Ausnutzung optimiert oder die Drehmomentgenauigkeit erhöht werden kann.

Daher finden sich in der Literatur diverse Verfahren zur Temperaturschätzung. Eines davon ist eine Beobachterstruktur, die aus den elektrischen Ein- und Ausgangsgrößen der PMSM auf die Magnettemperatur schließt. Dieser Permanentmagnet-Temperaturbeobachter (PMTB) reagiert sensibel auf produktionsbedingte Abweichungen. In diesem Teil werden die in der Arbeit hergeleiteten Zusammenhänge zur Kompensation im PMTB vorgeschlagen.

B.1 Funktionsprinzip des Temperaturbeobachters

Zum PMTB gibt es zwei Dissertationen [Spe14, Wal17], in den die Funktionsweise im Detail dargelegt ist. Mit dem Verweis darauf wird hier auf eine ausführliche Beschreibung verzichtet und die Funktion nur kurz umrissen.

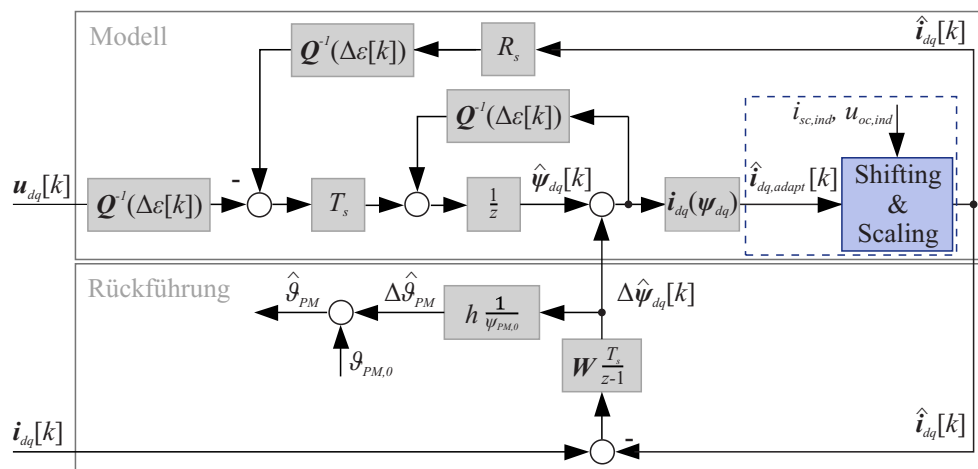


Abb. B.1: Die Struktur des PMTB [Wal17] inklusive der vorgeschlagenen Korrektur aus dieser Arbeit (blau gestrichelte Umrahmung)

Für den PMTB wird das Maschinenverhalten anhand der Spannungsgleichung (2.11) zeitdiskret dynamisch modelliert. In Abb. B.1 ist dies im oberen Teil dargestellt. Als Eingangsgrößen werden die Klemmenspannungen im rotororientierten d-q-Koordinatensystem \mathbf{u}_{dq} verwendet – analog zu den Klemmenspannungen an der realen Maschine. Im Modell werden aus dem Spannungseingang die sich ergebenden Ströme $\hat{\mathbf{i}}_{dq}$ berechnet. Dazu werden die verketteten Flüsse der Maschine $\boldsymbol{\psi}_{dq}(\mathbf{i}_{dq})$ verwendet. Gemäß Abschnitt 2.2.4 werden diese bei einer festen Referenztemperatur für die Magnete der Maschine vermessen. Die modellierten Ströme werden schließlich mit den in den Stromsensoren gemessenen Strömen verglichen. Ist das Modell ideal, so wird diese Differenz null ergeben, wenn die Maschine bei der Referenztemperatur betrieben wird.

Für die Funktion des PMTB ist entscheidend, dass die verketteten Flüsse $\boldsymbol{\psi}_{dq}(\mathbf{i}_{dq})$ temperaturabhängig sind. Weicht die Betriebstemperatur der Maschine von der Referenz ab, so ergibt sich eine Differenz im Strom, die über eine Rückführung in eine Flussdifferenz $\Delta\hat{\boldsymbol{\psi}}$ umgerechnet wird. Diese dient einerseits zur Nachführung des Modells, indem sie zu $\hat{\boldsymbol{\psi}}_{dq}$ hinzuaddiert und die Stromdifferenz so zu null geregelt wird. Andererseits wird aus dieser Flussdifferenz $\Delta\hat{\boldsymbol{\psi}}$ auf die Temperatur der Magnete zurückgeschlossen – der eigentliche Zweck des PMTB.

Das Problem besteht nun darin, dass nicht allein die Temperatur Auswirkungen auf die verketteten Flüsse $\boldsymbol{\psi}_{dq}(\mathbf{i}_{dq})$ hat. Wie in dieser Arbeit gezeigt, nehmen auch die produktionsbedingten Abweichungen der E-Maschinen darauf signifikant Einfluss.

B.2 PMTB mit Kompensation der produktionsbedingten Abweichungen

Der PMTB führt alle Abweichungen zwischen den im Modell berechneten Strömen $\hat{\mathbf{i}}_{dq}$ und den gemessenen Strömen \mathbf{i}_{dq} auf eine Temperaturdifferenz der Magnete zur Referenztemperatur zurück. Entspricht die individuelle E-Maschine auf Grund von produktionsbedingten Abweichungen nicht der vermessenen Referenzmaschine, so führt dies zu einer falschen Temperaturschätzung.

Zur Optimierung des PMTB können die hinterlegten verketteten Flüsse auf die tatsächlichen Abweichungen angepasst werden. Da diese als mehrdimensionale Wertetabellen hinterlegt sind, ist analog zur Sollstromgenerierung eine einfache Anpassung zur Laufzeit nicht möglich. Daher soll das Kompensationsprinzip der Adaption der Sollströme aus Abschnitt 6.3.1 zur Anwendung kommen. Beim PMTB werden allerdings nicht direkt die verketteten Flüsse $\boldsymbol{\psi}_{dq}(\mathbf{i}_{dq})$ verwendet (wie beispielsweise bei ITC in Abschnitt 6.5.1), zur Lösung der Differentialgleichungen wird eine invertierte Funktion $\mathbf{i}_{dq}(\boldsymbol{\psi}_{dq})$ benötigt. Die Beziehung lässt sich numerisch umkehren und in Wertetabellen als Funktion der Ströme vom verketteten Fluss hinterlegen.

Allerdings muss auch die Implementierung gegenüber ITC in Abschnitt 6.5.1 abgewandelt werden. Die Kompensation ist in Abb. B.1 blau gestrichelt eingezeichnet. Dabei wird aus dem geschätzten verketteten Fluss

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_{dq} + \Delta\hat{\boldsymbol{\psi}}_{dq} \quad (\text{B.1})$$

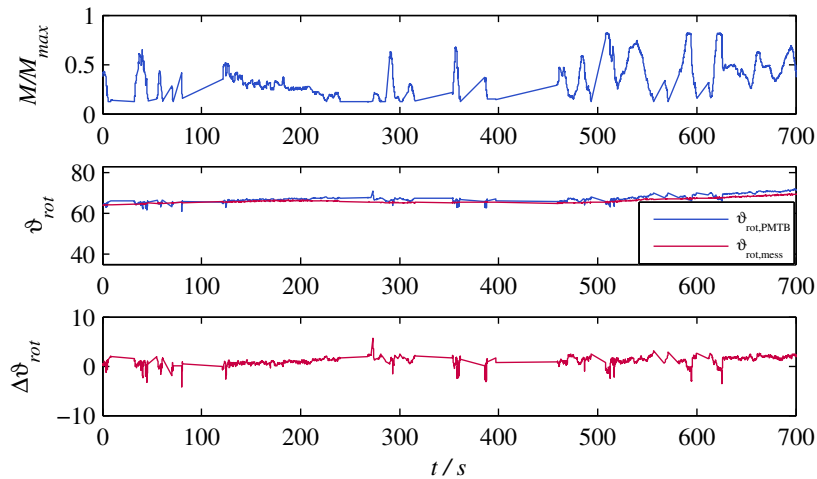


Abb. B.2: Verhalten des PMTB ohne Kompensation an einer Referenzmaschine. Oben: Drehmoment M/M_{max} der Maschine; Mitte: gemessene ($\vartheta_{rot,mess}$) und geschätzte Rotortemperatur ($\vartheta_{rot,PMTB}$); Unten: Differenz $\vartheta_{rot,PMTB} - \vartheta_{rot,mess}$.

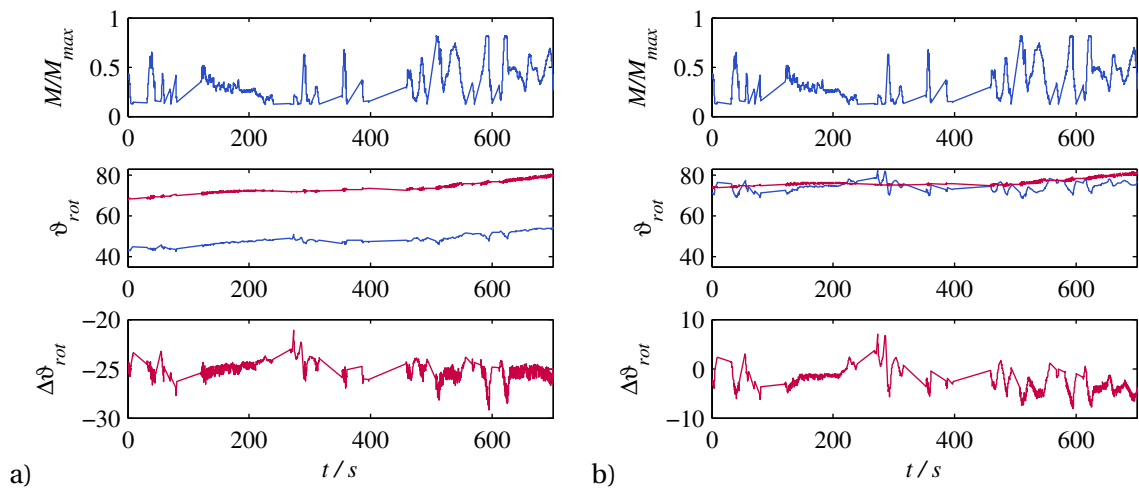


Abb. B.3: Verhalten des PMTB am oberen Magnet-Grenzmuster (EM02OG) a) ohne Kompensation und b) mit Kompensation

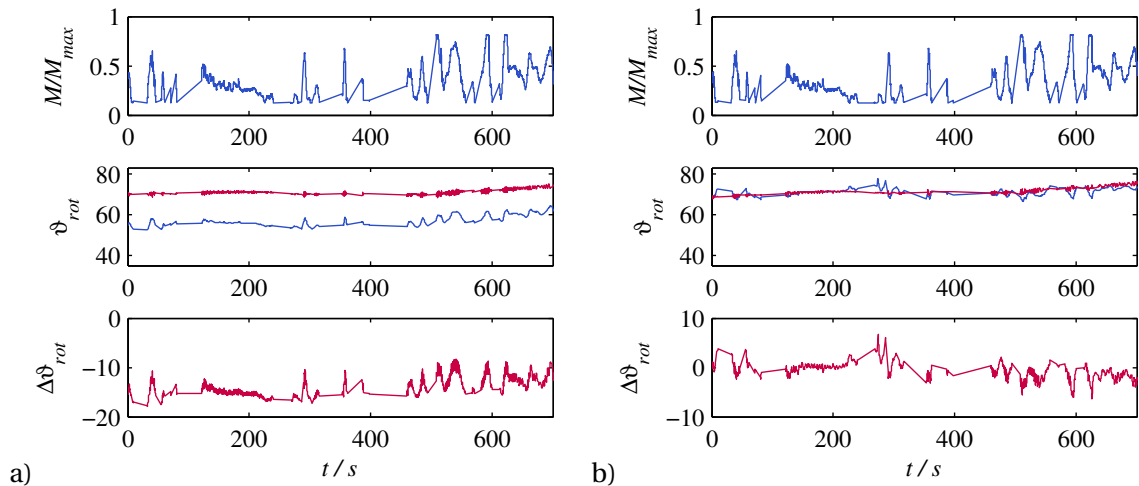


Abb. B.4: Verhalten des PMTB am Luftspalt-Grenzmuster (EM02AGOG) a) ohne Kompensation und b) mit Kompensation

über $i_{dq}(\psi_{dq})$ der sich bei einer nominellen Maschine einstellende Strom bestimmt, hier als $\hat{i}_{dq,adapt}$ bezeichnet. Aus diesem kann der unter Berücksichtigung der produktionsbedingten Abweichungen modellierte Strom \hat{i}_{dq} berechnet werden, indem (6.16) und (6.17) entsprechend umgestellt werden:

$$\hat{i}_d = c_d (\hat{i}_{d,adapt} + \Delta i_{sc}) - (c_d - 1) i_{d,sc,ref} \quad (\text{B.2})$$

$$\hat{i}_q = c_q \hat{i}_{q,adapt}. \quad (\text{B.3})$$

Diese Gleichungen sind in Abb. B.1 im Block „Shifting & Scaling“ enthalten.

B.3 Experimentelle Validierung

Im Rahmen dieser Arbeit wird der Kompensationsalgorithmus prototypisch umgesetzt und experimentell untersucht. Der PMTB wird auf dem Zielsystem mit minimiertem Aufwand für lediglich eine feste Drehzahl im Ankerstellbereich ausgelegt. Damit werden verschiedene Maschinen mit einem modifizierten Zyklus gefahren, der auf dem WLTP (Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedure) basiert. Da der PMTB bei kleinen Drehmomenten keine zuverlässigen Werte liefert, wird er unter $0,1 M_{max}$ deaktiviert und der letzte berechnete Wert festgehalten. Abb. B.2 zeigt den Verlauf der Temperaturschätzung im Zyklus beim Betrieb einer Referenzmaschine von EM02. Mit dieser Maschine wird der PMTB ausgelegt, hier ist die höchste Schätzgenauigkeit zu erwarten. Tatsächlich liegt der Fehler zwischen der gemessenen und der PMTB-geschätzten Rotortemperatur $\vartheta_{rot,PMTB} - \vartheta_{rot,mess}$ im Bereich von ± 5 K.

Wird statt der Referenzmaschine nun ein Grenzmuster betrieben, so wird die Rotortemperatur deutlich ungenauer geschätzt. Abb. B.3a zeigt den Betrieb des oberen Magnet-Grenzmusters EM02OG ohne Anpassung des PMTB. Dabei bewegt sich der Schätzfehler im Bereich von -21 K bis -30 K, er ist also deutlich erhöht. Die Temperatur wird dabei niedriger geschätzt als sie tatsächlich ist, weil die höhere Remanenzflussdichte des Grenzmusters erkannt und missinterpretiert wird. In Abb. B.3b werden die produktionsbedingten Abweichungen im PMTB berücksichtigt. Für das EM02OG wird dabei lediglich eine Verschiebung um Δi_{sc} verwendet, da dies zunächst einfacher umzusetzen ist (Δi_{sc} wird Tabelle 7.1 entnommen). Trotzdem ergibt sich eine deutliche Verbesserung der Schätzung, die Genauigkeit liegt mit der Kompensation im Bereich von ± 8 K. Abb. B.4a zeigt den Verlauf der Größen, wenn derselbe Zyklus mit dem Luftspalt-Grenzmuster durchfahren wird. Die Schätzfehler bewegen sich zwischen -8 K und -18 K. Auch hier kann durch die Kompensation mit den Werten aus Tabelle 7.1 eine deutliche Erhöhung der Genauigkeit erreicht werden: Mit Kompensation ist in Abb. B.4b nur eine Abweichung von ± 7 K erkennbar. Dies entspricht annähernd der Genauigkeit der Referenzmaschine.

Dieser Exkurs behandelt das Thema nicht abschließend. Die gezeigten Messungen betrachten nur einen Ausschnitt aus dem gesamten Betriebsbereich des PMTB, da nur eine Drehzahl untersucht wird. Außerdem wird lediglich der Temperaturbereich zwischen 60 und 80 °C dargestellt. Trotzdem sind die Ergebnisse vielversprechend: Für das Magnetgrenzmuster kann die Temperaturschätzung aus dem Bereich von -21 K bis -30 K auf ± 8 K, beim Luftspalt-Grenzmuster von -8 K bis -18 K auf ± 7 K gebracht werden.

Anhang C

Alternative Identifikation mit aktivem Inverter

Die Messung von Kurzschlussstrom und Leerlaufspannung zur Identifikation maschinenindividueller Abweichungen (Kapitel 5) ist sehr exakt, hat aber den Nachteil, unter definierten Bedingungen durchgeführt werden zu müssen. Eine Alternative ist eine Messung an speziellen Arbeitspunkten im laufenden Betrieb, unbemerkt vom Fahrer. Die Idee dieses Verfahrens ist ebenfalls in [OBMP17] zum Patent angemeldet.

Zur Erläuterung dient auch hier Abb. 5.1: Einer der beiden wichtigen charakteristischen Arbeitspunkte ist der Punkt $\psi(0,0)$ bei $i_d = 0$ und $i_q = 0$. Dieser Arbeitspunkt kann vom Inverter aktiv angesteuert werden, wenn die Drehzahl so klein ist, dass noch kein Feldschwächbetrieb notwendig ist. Im aktiven Betrieb liegt im Zwischenkreis die Batteriespannung U_{DC} an, weil das Batterieschütz geschlossen sein muss. Trotzdem kann über den Aussteuergrad des Inverters und die DC-Spannung mittels exakter Modellierung auf die anliegende AC-Spannungen zurückgerechnet werden [Spe14, Wal17]. Für eine exakte Berechnung muss dazu allerdings die Schaltcharakteristik des Inverters genau bekannt sein.

Auch die Messung des Kurzschlussstromes ist im laufenden Betrieb nicht unbemerkt möglich, da ein Kurzschlussstrom ein nicht zu vernachlässigendes negatives Drehmoment in den Triebstrang einbringt. Zur Ermittlung des Null-Fluss-Punktes wird daher noch eine alternative Methode vorgeschlagen: Dabei wird vom Inverter negativer i_d -Strom eingepreßt, es gilt $i_q = 0$. Je größer (in negativer Richtung) dieser i_d -Strom ist, desto geringer wird die AC-Spannung, die benötigt wird, um den Strom einzuprägen. Die Klemmenspannung erreicht dabei exakt im Zentrum der Flussellipsen ihr Minimum. Wird der i_d -Strom über den Punkt hinaus (negativ) erhöht, so steigt die benötigte Spannung wieder an. Zur Ermittlung des charakteristischen Zentrums der Flussellipsen kann somit ein Suchalgorithmus verwendet werden, der unter der Bedingung $i_q = 0$ den Punkt minimaler AC-Spannung sucht. Natürlich muss auch dazu wieder die AC-Spannung aus der DC-Spannung und der Inverter-Ansteuerung zurückgerechnet werden. Diese Messung hat aber den Vorteil, dass die Exaktheit des Absolutbetrags der Spannung nicht wichtig ist, wenn lediglich ihr Minimum ermittelt werden soll.

Beide Verfahren wurden bisher nicht im Fahrzeug umgesetzt. Der Hauptgrund ist die Unsicherheit bei der Modellierung des Inverters und die sich daraus ergebende, im Vergleich zum in der Arbeit vorgestellten Verfahren, höhere Messunsicherheit.