

Matthias Brodatzki

Ein referenzmodellbasiertes Verfahren zur Ermittlung
von Rotorposition und Drehzahl einer
permanentmagneterregten Synchronmaschine



Ein referenzmodellbasiertes Verfahren zur Ermittlung von Rotorposition und Drehzahl einer permanentmagneterregten Synchronmaschine

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

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

DISSERTATION

von

M.Sc. Matthias Michael Brodatzki
geb. in: Beuthen

Tag der mündlichen Prüfung:

10. August 2022

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Michael Braun

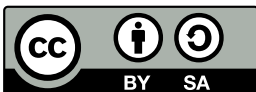
Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. Ralph Kennel
(Technische Universität München)

**Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
Elektrotechnisches Institut (ETI)**

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation
von M.Sc. Matthias Michael Brodatzki, geb. in Beuthen

Tag der mündlichen Prüfung: 10. August 2022
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Michael Braun
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. Ralph Kennel
(Technische Universität München)



Dieses Werk - außer Abbildung 6.1 und der Fotografie auf dem Einband
(Straße in verschneiter Landschaft) - ist lizenziert unter einer Creative
Commons Namensnennung - Weitergabe unter gleichen Bedingungen 4.0 In-
ternational Lizenz (CC BY-SA 4.0):

<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.de>

DOI: 10.5445/IR/1000155262

Fotografie auf dem Einband: Bilanola/Bigstock.com

Un chemin droit ne mène jamais qu'au but.

André Gide

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) und im Rahmen eines Projekts mit dem Kooperationsbüro Schaeffler Hub for Advanced Research (SHARE) am KIT der Schaeffler Technologies AG & Co. KG.

Es liegt auf der Hand, auf einen nicht benötigten Lagegeber zu verzichten, um die Kosten einer Serienproduktion von Traktionsantrieben zu senken. Obwohl eine Vielzahl von Verfahren zum geberlosen Betrieb von elektrischen Maschinen teilweise seit Jahrzehnten vorliegt, finden sie in der elektrischen Antriebstechnik kaum Anwendung. Da die Rotorlage eine entscheidende Größe für die Drehmomentregelung ist, muss sie in hoher Genauigkeit und mit hoher Zuverlässigkeit bekannt sein. Eine fehlerhafte Rotorlagebestimmung beeinträchtigt die Sicherheit des Fahrzeugs und kann zu kritischen Fahrsituationen führen. Eine Bewertung der Zuverlässigkeit von geberlosen Identifikationsverfahren ist ein kaum untersuchtes Thema und war ein Kernaspekt dieses Promotionsprojekts.

Da selbst ein kleiner Beitrag zur Wissenschaft nur mit der Hilfe Vieler gelingt, möchte ich meinen Dank allen Riesen aussprechen, auf deren Schultern ich sitzen durfte. Besonders danken möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Braun, der diese Arbeit ermöglicht und betreut hat. Vornehmlich danke ich für das mir entgegengebrachte Vertrauen sowie die wertvollen Diskussionen. Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. Ralph Kennel möchte ich mich sehr herzlich für die Übernahme des Korreferats bedanken.

Als Schnittstelle zur Schaeffler AG hat Johannes Kolb diese Arbeit fortlaufend fachlich begleitet und mit seinen Anregungen und Ideen bereichert. Durch eine im Voraus am ETI durchgeführte Studie wurde das Potenzial des Themenge-

biets der geberlosen Regelung aufgezeigt. Vielen Dank an Jan Richter, der diese Studie bearbeitet und wertvolle Impulse für meine Arbeit geliefert hat.

Die wichtigsten Ideen ergeben sich häufig bei gehaltvollen Diskussionen mit Kolleginnen und Kollegen, die angrenzende und überschneidende Themengebiete untersuchen. Für mich waren dies Simon Decker, Christoph Rollbühler und Andreas Liske. Ich danke euch für die stets produktive Zusammenarbeit und das gemeinsame Ziehen an einem (Maschinen-)Strang.

Das hilfsbereite und freundschaftliche Miteinander aller Kolleginnen und Kollegen hat meine Zeit am ETI geprägt. Die Erinnerungen an kulinarische Verkostungen und Durchbrüche, Reisen in nahe, ferne und orkbesiedelte Länder, logistische Herausforderungen beim Transport von Wintersportausrüstung, gemeinsame Konzertbesuche, vor Wut abgebrochene Schalthebel und viele weitere Unternehmungen werde ich für immer bewahren. Namentlich möchte ich dabei meine Bürokollegen nennen: Dennis Bräckle, Patrick Himmelmann, Christian Korte, Lukas Stefanski, Michael Schmitt und Klaus-Peter Becker.

Die praktischen Untersuchungen in dieser Arbeit wären ohne Unterstützung der ETI Werkstatt nicht möglich gewesen. Deshalb gilt ein großer Dank dem gesamten Team der Werkstatt unter der Leitung von Herrn Maier.

Die wichtigsten Menschen werden zum Schluss genannt, haben jedoch einen Großteil zum Gelingen der Arbeit beigetragen. Vielen Dank an meine Eltern und meinen Bruder Michel, die mich stets motiviert und aufgebaut haben. Insbesondere danke ich meiner Ehefrau und besten Freundin Alisia, die mich die vielen Jahre begleitet und stets zurück auf den richtigen Weg geführt hat.

Matthias Brodatzki

Pfintzal, im Februar 2023

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Stand der Technik	5
1.3	Zielsetzung und Gliederung	7
2	Grundlagen und Modellbildung	13
2.1	Koordinatensysteme und Transformationen	15
2.1.1	$\alpha\beta$ -Transformation	16
2.1.2	dq-Transformation	17
2.1.3	Transformation von Modellparametern	19
2.2	Modellbildung	20
2.2.1	Grundschwingungsmodell der permanentmagneterregten Synchronmaschine	20
2.2.2	Oberwellenmodell der permanentmagneterregten Synchronmaschine	30
2.2.3	Modellierung von Frequenzabhängigkeiten der Flussverkettung	34
2.2.4	Wechselrichtermodell	37
2.3	Zeitdiskretisierung	44
3	Geberlose Lage- und Drehzahlidentifikation	47
3.1	Modellgestützte Identifikation	48
3.1.1	Stationärer Betrieb bei linearem elektromagnetischem Verhalten	48
3.1.2	Betrieb bei geringen Drehzahlen und im Stillstand sowie dynamischer Betrieb	51
3.1.3	Bewertung der geberlosen Identifikation	53

3.1.4	Zeitdiskrete Identifikation magnetisch nichtlinearer Maschinen	61
3.2	Echtzeitfähiger Suchalgorithmus	63
3.2.1	Numerische Lösungsverfahren	63
3.2.2	Beschreibung des genutzten Suchalgorithmus	65
3.3	Initialisierung	69
3.3.1	Initialisierung bei ruhendem und langsam drehendem Rotor	70
3.3.2	Initialisierung bei drehender Maschine	75
4	Optimierung der Maschinenanregung	79
4.1	Einprägung von Testsignalen	80
4.1.1	Überlagerung der Stromreglerausgangsgrößen	80
4.1.2	Überlagerung der Stromreglersollwerte	81
4.1.3	Modifikation des Modulationsverfahrens	82
4.2	Optimierung von Testsignalen	84
4.2.1	Negative Auswirkungen von Testsignalen und mögliche Maßnahmen	84
4.2.2	Reduktion der negativen Auswirkungen	89
5	Sensitivitätsanalyse der geberlosen Identifikation	97
5.1	Auswirkungen von Identifikationsfehlern	99
5.1.1	Drehmomentabweichung	99
5.1.2	Verringerung des Wirkungsgrads	99
5.1.3	Stabilität der Regelung	100
5.2	Einfluss der Maschinenparameter und des Betriebspunktes auf die Zuverlässigkeit	100
5.2.1	Hohe Drehzahl	101
5.2.2	Stillstand und geringe Drehzahl	104
5.2.3	Prädiktion von Identifikationsfehlern	108
6	Prüfstands Aufbau, Mess- und Versuchsergebnisse	111
6.1	Beschreibung des Maschinenprüfstands	112
6.1.1	Prüfstandskonzept	112
6.1.2	Leistungselektronik	115
6.1.3	Signalverarbeitung	115
6.1.4	Messtechnik	119
6.2	Ermittlung der Maschinenmodellparameter	122
6.2.1	Ermittlung der Strangwiderstände	123

6.2.2	Ermittlung der Flussverkettungen	123
6.3	Maschinenregelung	126
6.4	Untersuchung des geberlosen Betriebs	129
6.4.1	Initialisierung	129
6.4.2	Geberlose Stromregelung	132
6.4.3	Geberlose Drehzahlregelung	142
6.4.4	Validierung der Sensitivitätsanalyse	147
7	Zusammenfassung	149
A	Einfluss von Modell- und Messfehlern auf die Identifikationsgleichung	151
A.1	Strommessfehler	152
A.2	Spannungsmessfehler	152
A.3	Abweichender Strangwiderstand	152
A.4	Abweichende Flussverkettung	153
	Symbolverzeichnis	157
	Abbildungsverzeichnis	161
	Tabellenverzeichnis	167
	Literaturverzeichnis	169

1

Einleitung

1.1 Motivation

Obwohl elektrische Antriebe schon lange Teil des alltäglichen Lebens geworden sind, treten mit der gesellschaftlich und politisch vorangetriebenen Elektrifizierung der individuellen Mobilität Anwendungsfelder in den Fokus, die bisher durch den Einsatz von Verbrennungskraftmaschinen bestimmt wurden oder ursprünglich keine Motorisierung hatten. Von der sogenannten Mikromobilität mit elektrisch angetriebenen Skateboards oder Tretrollern, bis zu Elektrofahrrädern, die mittlerweile nahezu die Hälfte des Fahrradabsatzes in Deutschland ausmachen¹, hat sich ein neuer Massenmarkt gebildet. Der Personenkraftwagen (PKW) mit Elektroantrieb, welcher 2021 einen deutlichen Anteil von 26% der Neuzulassungen in Deutschland ausmacht², wird langfristig den PKW mit Verbrennungsmotor weitestgehend ablösen. Elektrifizierte Lastkraftwägen, Schiffe und Flugzeuge werden bereits erprobt und zeichnen sich durch höchste Anforderungen an Zuverlässigkeit und Sicherheit aus.

Diese Entwicklung dient als Treiber für intensive Forschungsaktivitäten und Entwicklungen im Bereich der elektrischen Antriebe. Der Wunsch eine umweltverträgliche Antriebsart zu schaffen und gleichzeitig wirtschaftliche Interessen zu bedienen führt zum Streben nach maximierten Wirkungsgraden in der Energiewandlungskette und zu einer Minimierung des notwendigen Bauteil-

¹43% Anteil von E-Bikes am Gesamtmarkt im Jahr 2021 [1]

²13,6% reine Elektrofahrzeuge und 12,4% Fahrzeuge mit Plug-in-Hybridantrieb [2]

aufwands. Hohe Reichweiten, geringe Betriebskosten, geringere Produktions- und damit Anschaffungskosten sind entscheidende Kriterien, die den Markt der Elektrofahrzeuge bestimmen. Ein verringerter Ressourcen- und Primärenergiebedarf wird zusätzlich durch die bestehenden klimapolitischen Vorgaben erforderlich und ist im Angesicht des fortschreitenden Klimawandels nicht nur ein hehres Ziel, sondern eine Verantwortung. Zusammen mit einer erfolgreichen Energiewende kann so eine nachhaltige Form der individuellen Mobilität gestaltet werden.

Unter anderem aufgrund ihres hohen Wirkungsgrads, hohen Leistungsdichte und langen Lebensdauer stehen Drehfeldmaschinen im Fokus der Hersteller. Besonders große Popularität erfährt derzeit die in dieser Arbeit betrachtete permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM). Sie zeichnet sich insbesondere durch eine magnetische Dauererregung durch im Rotor befindliche Permanentmagnete aus. Durch diese wird eine elektrische Erregung vermieden, wodurch weniger Stromwärmeverluste anfallen. Im Vergleich zu einer Asynchronmaschine oder synchronen Reluktanzmaschine sinkt der Blindleistungsbedarf, gegenüber einer fremderregten Synchronmaschine entfällt der Erregerstrom. Damit werden Ressourcen und Verluste in den leistungselektronischen Schaltungen verringert.

Um die Potenziale der PMSM ausnutzen zu können, ist jedoch eine präzise Stromregelung notwendig, denn nur dann kann gewährleistet werden, dass Betriebspunkte stets unter Minimierung sämtlicher Verluste erreicht werden (MTPL - maximum torque per loss). Gängige Verfahren für die Stromregelung sind die feld- beziehungsweise rotororientierte Regelung und unterschiedliche Varianten der direkten Selbstregelung. Allen Verfahren ist gemein, dass sie die aktuelle Position sowie idealerweise auch Drehzahl des Rotors als Eingangsgröße erwarten. Durch Kenntnis der Rotorlage und damit der Ausrichtung der magnetischen Flüsse, werden gezielt drehmomentbildende Ströme eingestellt. Durch die Kenntnis der Drehzahl wird die rotatorisch induzierte Gegenspannung vorgesteuert, welche ansonsten als Störgröße die Regelung beeinflussen würde. Um Kenntnis über die mechanischen Zustandsgrößen der Maschine zu erlangen, werden Rotorlagesensoren, sogenannte Lage-, Positions- oder Drehgeber, eingesetzt. Lagegeber können mit unterschiedlichen Messprinzipien aufgebaut werden. So gibt es unter anderem induktive Sensoren, auch als Resolver bezeichnet, optische Sensoren, in der Regel als Inkrementalgeber ausgeführt und magnetische Sensoren [3, S. 43]. Der Einsatz solcher Sensoren birgt allerdings zahlreiche Nachteile [4].

Kosten

Es entstehen monetäre Kosten, da ein zusätzliches Bauteil samt Verkabelung und Auswerteelektronik benötigt wird und gekauft oder hergestellt werden muss. Allerdings entstehen auch gesellschaftliche Kosten, da zusätzliche Rohstoffe und Primärenergie für den Herstellungsprozess der Sensoren benötigt werden. Die Umweltbilanz des elektrischen Antriebs wird verschlechtert.

Bauraum

Ein zusätzliches Bauelement erfordert einen entsprechenden Bauraum. Gerade bei kompakten Systemen, wie in der Mikromobilität, jedoch auch im PKW, ist Bauraum eine knappe Ressource. Darüber hinaus entstehen weitere Herausforderungen, wenn ein Hybridantrieb betrachtet wird. In einem üblichen elektrischen Antriebssystem wird der Drehgeber an dasjenige Wellenende der Maschine montiert, das nicht mit dem Abtrieb, also der Last, verbunden ist. In einem hybridelektrischen Fahrzeug kann jedoch ein Wellenende mit der Verbrennungskraftmaschine und das andere mit dem Fahrzeuggetriebe verbunden sein. Dann werden konstruktive Sonderlösungen und zusätzlicher Bauraum benötigt, um einen Positionssensor anzubringen.

Zuverlässigkeit

Wenn die Rotorlage für die Regelung benötigt wird und der Rotorlagesensor ausfällt, so ist ein Weiterbetrieb der Maschine gegebenenfalls nicht weiter möglich. Was bei einem PKW zur Panne führt, kann in einem elektrisch angetriebenen Flugzeug zur Katastrophe werden. Sicherheitskritische Antriebssysteme erfordern in der Regel redundante Teilsysteme. Im Falle der Rotorlage wäre dies entweder ein zusätzlicher Positionssensor, oder eine weitere nutzbare Informationsquelle.

Effizienz

Im Vergleich zur Traktionsmaschine ist der Energieverbrauch eines Positionssensors oft deutlich geringer. Bei kleinen Antrieben, wie im Elektrofahrrad, nimmt dieses Verhältnis jedoch zu. Zudem handelt es sich beim Positionssensor um einen konstanten Verbraucher. Er bezieht unabhängig vom aktuellen Betriebspunkt Energie aus dem vorhandenen Energiespeicher und führt so zu einem rein zeitlich abhängigen Verbrauch, unabhängig von der zurückgelegten Fahrstrecke.

Um diese Nachteile zu kompensieren, wurden bereits mit dem Advent der digitalen Signalverarbeitung in der elektrischen Antriebstechnik erste geberlose

Identifikationsverfahren erforscht und umgesetzt. Der Ansatz beruht hierbei immer auf der Tatsache, dass die Rotorlage und -drehzahl der PMSM, aber auch anderer Drehfeldmaschinen, aus ihrem elektromagnetischen Verhalten ermittelt werden können. Die identifizierte Rotorlage kann dann genauso für eine Regelung genutzt werden, wie die Information aus einem Positionssensor. Man spricht deshalb auch von einer „geberlosen Regelung“. Die zwei wesentlichen Effekte, die zur Identifikation genutzt werden können sind hierbei die Gegenspannung und die magnetische Anisotropie.

Durch Drehung des Rotors und der darin enthaltenen Permanentmagnete werden in den Statorspulen Spannungen induziert. Aus ihrem zeitlichem Verlauf kann auf die aktuelle Ausrichtung des Permanentmagnetflusses geschlossen werden. Aus der Amplitude und Frequenz der induzierten Spannungen kann die Drehzahl ermittelt werden.

Die magnetische Anisotropie hingegen zeichnet sich durch eine Rotorlageabhängigkeit der Induktivitätswerte der Statorspulen aus. Dies ist nicht bei allen PMSM der Fall, da hierfür bestimmte Voraussetzungen des Rotoraufbaus erfüllt sein müssen. Sie stellt aber gleichzeitig eine Voraussetzung für den geberlosen Betrieb im Stillstand dar, denn wenn die Maschine sich nicht mehr bewegt, kann auch keine Spannung induziert werden. Die Induktivitäten der Statorspulen werden in diesem Fall durch die Einprägung von veränderlichen Strömen und das Messen der resultierenden Spannungen (oder umgekehrt) indirekt ermittelt. Aus diesem Messergebnis kann dann die Rotorlage extrahiert werden. Dabei tritt stets eine Doppeldeutigkeit auf, die mit geeigneten Initialisierungsverfahren aufgehoben werden muss.

Diese grundlegenden Effekte werden jedoch durch parasitäre und nichtlineare Effekte im elektromagnetischen Verhalten der Maschine verzerrt. Die Sättigung des aktiven Eisenmaterials und die Kopplung magnetischer Pfade sind nur zwei Beispiele, die eine geberlose Rotorlageidentifikation erschweren können, aber in magnetisch hoch ausgenutzten Maschinen zwangsläufig auftreten. Zur Vereinfachung der automatisierten Maschinenfertigung werden zudem Statoren mit einzeln bewickelten Eisenzähnen aufgebaut, welche im Gegensatz zu den verteilt bewickelten Statoren eine deutlich ausgeprägtere Rotorlageabhängigkeit der elektromagnetischen Größen aufweisen. Im Gegensatz zur Rotorlageabhängigkeit bei magnetischer Anisotropie, tritt hier jedoch oft eine höhere Vieldeutigkeit der Zuordnung von elektrischen Größen zur Rotorlage auf [5]. Der konkrete Aufbau einer Maschine hat einen großen Einfluss auf die Tauglichkeit zum geberlosen Betrieb [6–8].

Andererseits verbleiben zur Ermittlung der Rotorlage und -drehzahl ohne Drehgeber nur noch die restlichen Messeinrichtungen, wie beispielsweise Strom-

oder Spannungssensoren. Diese sind nicht ideal und führen in der Regel zu fehlerbehafteten Messergebnissen. Diese Fehler wirken sich ebenfalls auf die Genauigkeit der geberlosen Identifikation aus.

Dabei stellt sich die Frage, wie stark der Einfluss dieser Effekte ist. Es wird also ein Maß benötigt, um die Zuverlässigkeit der Identifikation für ein gegebenes Antriebssystem im Voraus bestimmen zu können. Denn nur durch ein solches Maß kann eine gezielte Optimierung des Systems für den geberlosen Betriebs durchgeführt werden.

Letztendlich sollen die beim Einsparen eines Lagesensors erreichten Kostenvorteile nicht durch die Notwendigkeit zusätzlicher Sensorik, etwa einer Klemmenspannungsmessung, kompensiert werden. Deshalb muss die Identifikation mit der für eine Stromregelung grundsätzlich notwendigen Sensorik, nämlich der Stromsensorik und der Messung der Zwischenkreisspannung, auskommen. Da für eine geberlose Identifikation in der Regel die Klemmenspannung bekannt sein muss, erfordert dies den Einsatz eines Stromrichtermodells für die Ermittlung der Spannungen aus den Strangströmen und den Aussteuergraden der Leistungselektronik.

1.2 Stand der Technik

Die geberlose Lage- und Drehzahlidentifikation der PMSM ist ein weit erforschtes Gebiet mit zahllosen Veröffentlichungen. Die im Folgenden vorgestellte Auswahl bildet einen Überblick über wichtige Beiträge zu diesem Themengebiet. Referenzen die mit einzelnen, in dieser Arbeit betrachteten Aspekten zusammenhängen, werden in den jeweiligen Kapiteln ergänzt.

Der Betrieb von Synchronmotoren ohne Drehgeber wurde bereits in den Siebzigerjahren betrachtet. Aus einer Strom- und Klemmenspannungsmessung wurde mithilfe der Spannungsgleichungen der Maschine auf die Phasenlage der Polradspannung geschlossen. Mit dieser Information konnten die Schaltpulse eines lastgeführten Thyristorwechselrichters berechnet werden [9]. Die ersten, für selbstgeführte Stromrichter entworfenen Verfahren, nutzten ebenfalls eine Klemmenspannungsmessung, um die korrekten Schaltzeitpunkte für eine Blocktaktung zu generieren [10]. Ein Prinzip, das in ähnlicher Form bis heute in sogenannten „Brushless-DC“ Motoren Anwendung findet.

Später wurden Verfahren entwickelt, die, basierend auf den Spannungsgleichungen der PMSM, eine kontinuierliche Rotorlagebestimmung [11] für die Nutzung mit fortgeschrittenen Regelungsverfahren, wie der feldorientierten Regelung [12], erlauben.

Moderne Ansätze nutzen Beobachterstrukturen [13–17] oder Kalman Filter [18, S1], welche mithilfe gemessener Spannungen und Ströme und der Modellkenntnis der Maschine die Rotorlage und -drehzahl bestimmen können. Solche Verfahren benötigen in der Regel eine gewisse Konvergenzzeit, um das korrekte Ergebnis zu ermitteln und werden mit sinkender Drehzahl unzuverlässiger.

Die Auswertung der Polradspannung kann zwar nicht im Stillstand erfolgen, aber verschiedene Verfahren erlauben einen Betrieb bei besonders geringen Drehzahlen, mitunter jedoch mithilfe von zusätzlichen Sensoren, wie einer Spannungs-Zeitflächen-Messeinrichtung [19, S2].

Ein geberloser Betrieb, der auch bis zum Stillstand der PMSM funktioniert, erfordert aufwändigere Signalverarbeitung. Zur Ausnutzung der magnetischen Anisotropie muss die Maschine mit hochfrequenten Spannungen angeregt werden. Die resultierenden hochfrequenten Ströme müssen ausgewertet werden. Über das Verhältnis von Spannung zu Stromsteigung in jeder Phase kann auf die wirksamen Induktivitäten und damit auf die Rotorlage geschlossen werden. Ende der Achtzigerjahre wurde mit dem INFORM Verfahren [20] eines der ersten Verfahren vorgestellt, das eine solche Auswertung für die PMSM erlaubt. In den ersten Ausführungen wurde der reguläre Betrieb der Maschine immer wieder kurzzeitig unterbrochen, um Spannungspulse einzuprägen und aus der resultierenden Stromantwort die Rotorlage zu bestimmen.

Weitere Verfahren folgten, die eine unterbrechungsfreie Stromregelung der Maschine erlauben. Den Stellgrößen der Stromregelung werden hochfrequente Spannungen überlagert und so hochfrequente Stromänderungen hervorgerufen. Dies kann in Form einer „rotierenden Injektion“ erfolgen [21]. Hierbei wird dem eigentlich zu stellenden Spannungsraumzeiger ein mit hoher Winkelgeschwindigkeit rotierender Raumzeiger überlagert. Die Ermittlung von Rotorlage und -drehzahl aus den gemessenen Strömen erfolgt mittels eines Luenberger-Beobachters.

Eine weitere Form ist die „alternierende Injektion“ [22]. Hierbei wird ein hochfrequenter Wechselfeldanteil in die geschätzte d-Achse eingepreßt. Hierdurch wird bei Maschinen ohne nutzbares Reluktanzmoment ein Drehmomentrippel vermieden.

Eine Vielzahl weiterer Verfahren basieren auf diesen drei Ansätzen. Wenn für die Verfahren eine Optimierung der Maschinenanregung erfolgt, so ist das Optimierungsziel in der Regel das Drehmoment [23, 24], Geräuschemissionen [25] oder (Strom-)Belastung von Komponenten [23]. Dabei ist der Einfluss der Einprägung auf die Störanfälligkeit der Identifikation ein sehr wichtiges Kriterium für die Wahl der eingepreßten Spannungsformen und wird in der vorliegenden Arbeit zusätzlich berücksichtigt.

Neueste Verfahren nutzen die taktfrequente, durch das Schalten der Halbleiter verursachte Stromänderung aus. Dazu werden die Strangströme entweder überabgetastet und mittels Least-Squares-Verfahren rekonstruiert [26] oder es wird mit entsprechenden Sensoren direkt die Stromsteigung gemessen [S3]. Zudem muss das eingesetzte Modulationsverfahren angepasst werden, da sonst bei geringen Aussteuergraden die Zeitdauer der aktiven Schaltzustände zu gering wäre. Es existieren allerdings auch Verfahren, die die Stromsteigungen von sehr kurzen aktiven Schaltzuständen aus den langen Freilaufzuständen rekonstruieren können [27, 28].

Zur Bewertung der Tauglichkeit einer Maschine für die geberlose Identifikation wird in der Regel die Schenklichkeit der Maschine genutzt [29, 30]. Für den Betrieb bei hohen Drehzahlen wird davon ausgegangen, dass jede PMSM uneingeschränkt geberlos betrieben werden kann. Wünschenswert ist eine Kennzahl, die auch Einflüsse von Messfehlern in der verbleibenden Sensorik oder Modellfehler berücksichtigt [17]. Eine solche Kennzahl wird in dieser Arbeit eingeführt.

Für den geberlosen Betrieb vom Stillstand bis hin zur Maximaldrehzahl der Maschine wird in den meisten Fällen eine Umschaltung zwischen anisotropiebasiertem Identifikationsverfahren und gegenspannungsbasiertem Verfahren beschrieben [16]. Somit müssen einerseits stets zwei Identifikationsverfahren implementiert und berechnet werden. Andererseits muss eine sanfte Überblendung zwischen den zwei Verfahren erfolgen.

1.3 Zielsetzung und Gliederung

Die hier vorgestellten Anforderungen an ein elektrisches Antriebssystem, zusammen mit den Besonderheiten einer geberlosen Identifikation, bilden die Grundlage der in dieser Arbeit betrachteten Aspekte. Es wird ein geberloses Identifikationsverfahren vorgestellt, das folgende Ziele erfüllen soll:

- Durch Ausnutzung einer umfassenden Modellkenntnis der PMSM sollen rotorlage- und drehzahlabhängige Effekte für die Identifikation genutzt werden. Eine umfassendere und vollständigere Modellbildung soll zu genaueren Identifikationsergebnissen führen. Dafür wird ein Verfahren benötigt, das zunächst unabhängig von den genutzten Modellgleichungen und dem Detaillierungsgrad der Parametrisierung funktioniert.

- Es soll ein stabiler Betrieb vom Stillstand bis zur Maximaldrehzahl möglich sein, ohne zwischen unterschiedlichen Identifikationsmethoden wechseln zu müssen.
- Rotorlage und -drehzahl sollen innerhalb einer Regelzeitperiode identifiziert werden.
- Die Zuverlässigkeit der geberlos identifizierten Werte soll nach jeder Identifikation bewertet werden können, um gegebenenfalls Fehlidentifikationen zu erkennen und ein sicheres Abschalten des Systems zu ermöglichen. Zusätzlich soll im Voraus ein Antriebssystem hinsichtlich seiner Eignung für den geberlosen Betrieb bewertet werden können.
- Der Einfluss von Messfehlern der verbleibenden Strom- und Spannungssensorik sowie von Modellfehlern der Maschine und des Stromrichters auf die Identifikation soll mit einer Kennzahl bewertbar sein.
- Das Verfahren soll bei bestehenden und herkömmlichen Antriebssystemen umgesetzt werden können. Das bedeutet, dass keine zusätzliche Sensorik notwendig sein soll und dass keine Anpassung des Modulationsverfahrens oder der Abtastung der Messwerte erforderlich ist.
- Der Betrieb ohne Drehgeber soll nicht durch die Notwendigkeit einer zusätzlichen Spannungsmessung erkaufte werden. Bei Vorhandensein einer solchen Messeinrichtung kann diese genutzt werden. Anderenfalls soll auch die Klemmenspannungsermittlung mit einem Stromrichtermodell ausreichen.

Ein Strukturbild des hier betrachteten geberlosen Antriebssystems ist in Abb. 1.1 im Falle einer vorhandenen Klemmenspannungsmessung und in Abb. 1.2 mit zusätzlich eingesetztem Stromrichtermodell zur Klemmenspannungsermittlung dargestellt.

Die einzelnen Teilsysteme werden im Verlauf dieser Arbeit untersucht. In Kapitel 2 werden die grundlegenden mathematischen Hilfsmittel für die Beschreibung der PMSM eingeführt. Anschließend wird ein grundlegendes Modell eingeführt und um nichtlineare Effekte erweitert, sodass Sättigung, Rotorlage- und Drehzahlabhängigkeiten abgebildet werden können. Schließlich wird auch ein einfaches Modell eines Sechspulswechselrichters hergeleitet, das im späteren Verlauf der Arbeit zur Ermittlung der Klemmenspannung genutzt wird.

Kapitel 3 führt das in dieser Arbeit vorgestellte Identifikationsverfahren ein. Neben der mathematischen Beschreibung wird auch ein mögliches numerisches Lösungsverfahren vorgestellt, welches auf einem Digitalrechner implementiert

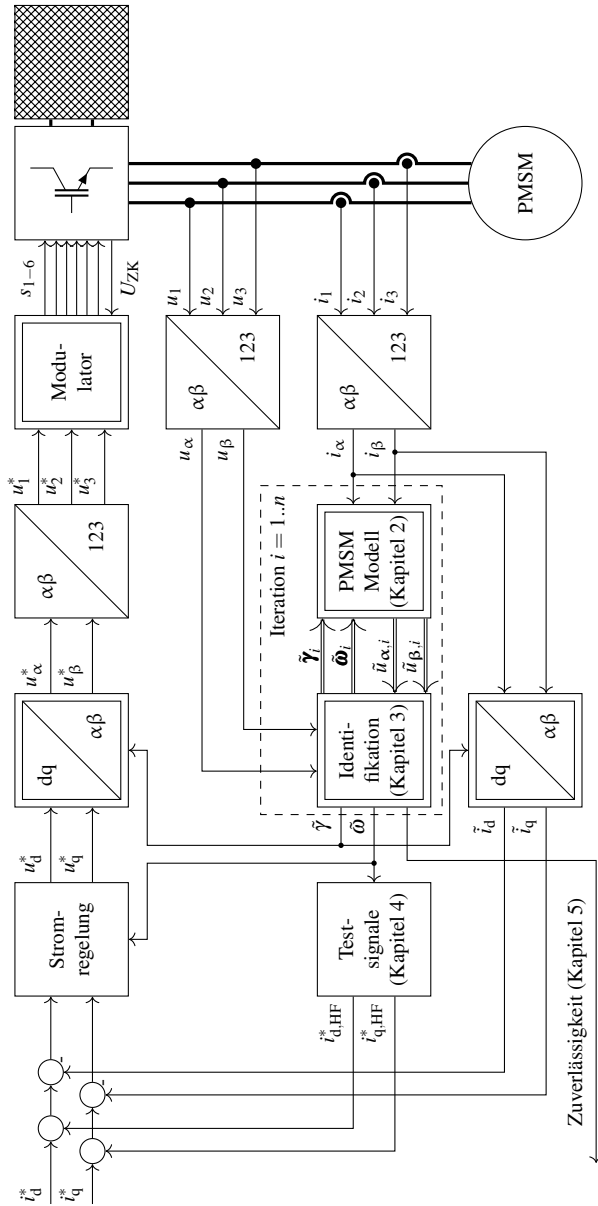


Abbildung 1.1: Strukturbild eines geberlos betriebenen Antriebssystems

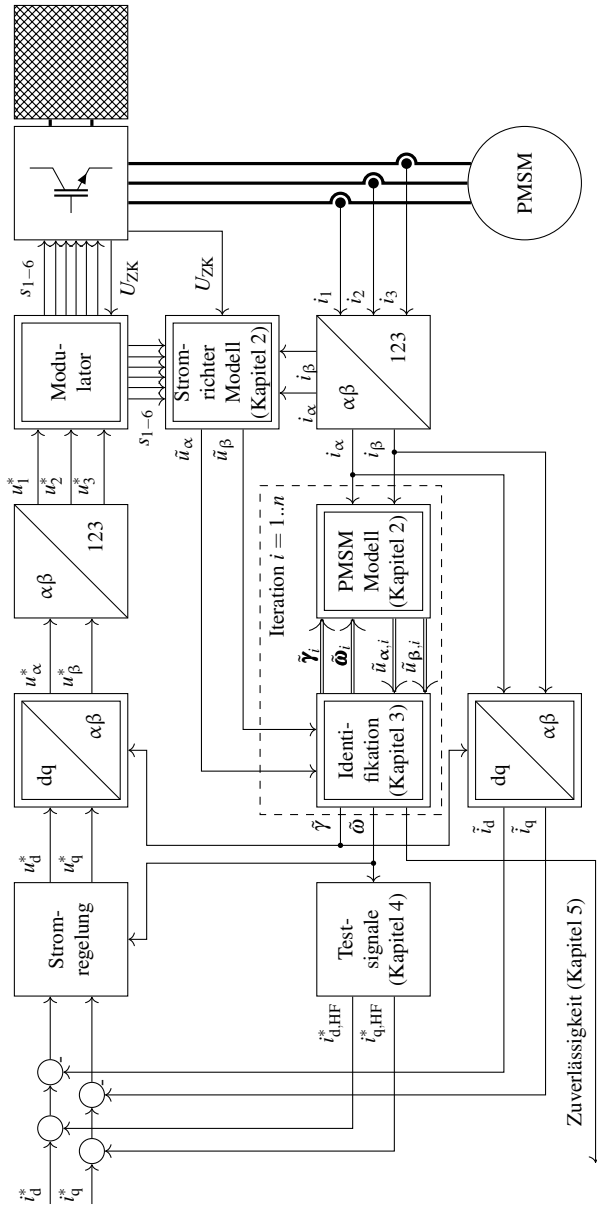


Abbildung 1.2: Strukturbild eines geberlos betriebenen Antriebssystems mit Stromrichtmodell zur Ermittlung der Klemmenspannungen

werden kann. Darüber hinaus wird eine Zuverlässigkeitskennzahl hergeleitet, welche zur Bewertung der Identifikation genutzt wird. Schließlich werden noch Initialisierungsverfahren vorgestellt, die nach Inbetriebnahme des Antriebssystems ausgeführt werden müssen, um einen plausiblen Startwert für das Identifikationsverfahren zu liefern und die vorhandene Mehrdeutigkeit aufzulösen.

Kapitel 4 beschäftigt sich mit der Fragestellung einer optimalen Anregung der Maschine bei kleinen Drehzahlen und im Stillstand. Optimal bedeutet hierbei eine möglichst starke Verringerung von unerwünschten Effekten, wie Geräuschen, Verlusten und Stördrehmomenten bei gleichzeitiger Maximierung der Zuverlässigkeit.

In Kapitel 5 wird die eingeführte Zuverlässigkeitskennzahl weiter untersucht. Dabei wird überprüft, wie sich unterschiedliche Maschinenparameter und Betriebspunkte auf die Zuverlässigkeit auswirken. Anschließend findet eine Prädiktion der Identifikationsfehler statt, welche bei einem gegebenen Spannungsfehler auftreten können.

Schließlich wird in Kapitel 6 der Versuchsstand zur Überprüfung des geberlosen Verfahrens vorgestellt. Eine Untersuchung von stationären und dynamischen Betriebspunkten sowie des drehzahlgeregelten Betriebs findet sowohl für den Fall einer vorhandenen Spannungsmessung, wie auch unter Nutzung eines Stromrichtermodells statt. Abschließend wird noch die Fehlerprädiktion aus Kapitel 5 überprüft und somit die Zuverlässigkeitskennzahl validiert.

Alle numerischen Berechnungen und Auswertungen in dieser Arbeit erfolgen mithilfe der Software *MATLAB* von *MathWorks*.

2

Grundlagen und Modellbildung

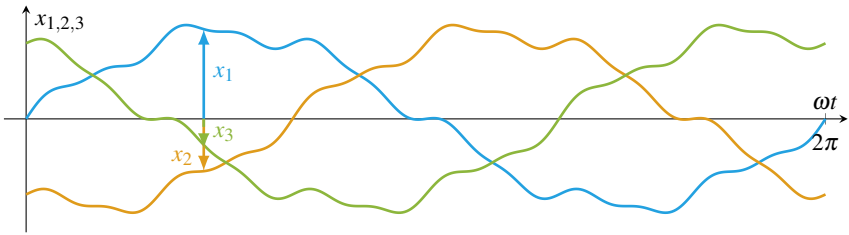
Das Ziel einer geberlosen Identifikation ist es, aus den elektromagnetischen Größen einer Maschine auf die Rotorlage und -drehzahl zu schließen. Die Zusammenhänge zwischen den elektrischen und mechanischen Größen können mithilfe eines mathematischen Modells beschrieben werden. In diesem Kapitel werden deshalb die grundlegenden mathematischen Modellgleichungen hergeleitet, die das Betriebsverhalten von permanentmagneterregten Synchronmaschinen beschreiben. Dabei werden auch Phänomene berücksichtigt, die nur mit nichtlinearen Differentialgleichungen modelliert werden können, sich jedoch signifikant auf das Verhalten der Maschine auswirken.

Zunächst wird ein Grundswingungsmodell vorgestellt, welches auch nichtlineare Effekte wie die magnetische Sättigung in Stator und Rotor berücksichtigt. Anschließend wird dieses für die Betrachtung von räumlichen Oberwelleneffekten erweitert. Auch drehzahlabhängige Einflüsse, wie beispielsweise Eisenverluste, wirken sich auf die Klemmenspannung der Maschine aus und sind in ihren Auswirkungen ein Teil der vorgestellten Modellbildung.

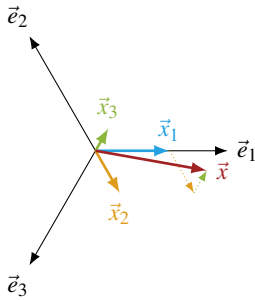
Eine möglichst genaue Modellbildung stellt die Basis der vorgestellten geberlosen Identifikation dar. Durch die Modell- und Parameterkenntnis wird sie zuverlässiger und erfordert im Vergleich zu anderen Verfahren wenig Empirie für die Übertragung auf ein anderes Antriebssystem. Für die geberlose Identifikation werden die Zusammenhänge zwischen elektromagnetischen und

mechanischen Größen der Maschine ausgenutzt. Deshalb ist es nicht wichtig, die inneren physikalischen Zustände der Maschine exakt zu kennen. Vielmehr wird bei der Modellbildung das Klemmenverhalten, also die resultierenden Strangspannungen und -ströme möglichst exakt in Abhängigkeit von Rotorlage und -drehzahl beschrieben. Deshalb wird beispielsweise keine Unterscheidung zwischen Maschinen in Stern- und Dreieckschaltung getroffen und die drehzahl-abhängigen Effekte, wie Eisenverluste, werden nur in ihren Auswirkungen auf das Klemmenverhalten modelliert.

In praktischen Anwendungen, insbesondere bei serienmäßig gefertigten Antriebssystemen, ist aus Kostengründen oft keine Spannungsmesseinrichtung für die Klemmenspannungen verfügbar, da diese eine Potenzialtrennung und weitere Analog-Digital (AD)-Wandler Kanäle erfordern würde. Stromrichter weisen als Stellglieder ein stark nichtlineares Verhalten auf. Deshalb kann in der Regel nicht direkt aus den Aussteuergraden auf die im zeitlichen Mittelwert gestellte Spannung geschlossen werden. Um das vorgestellte geberlose Identifikationsverfahren auch in Antriebssystemen ohne Klemmenspannungsmessung nutzen zu können, wird die Modellbildung einer selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung vorgestellt. Ein solches Stromrichtermodell kann eingesetzt werden, um die gestellten Spannungen aus den Aussteuergraden und den Messwerten von Zwischenkreisspannung und Strangströmen ermitteln zu können.



(a) Beispielhafter Verlauf von drei Phasengrößen



(b) Bildung des Raumzeigers

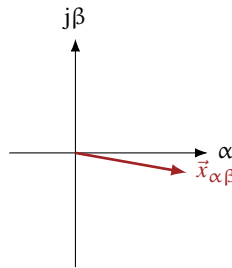
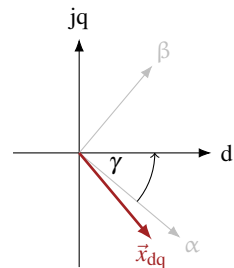
(c) $\alpha\beta$ -Darstellung(d) dq-Darstellung bei Rotorlagewinkel γ

Abbildung 2.1: Raumzeigerdarstellung in unterschiedlichen Koordinatensystemen für einen bestimmten Zeitpunkt im Verlauf von drei Phasengrößen

2.1 Koordinatensysteme und Transformationen

Ein mehrphasiges System kann beschrieben werden, indem die einzelnen Phasen getrennt voneinander modelliert und betrachtet werden. Da diese Form jedoch Nachteile birgt, haben sich mathematische Hilfsmittel bewährt, welche hierfür besser geeignet sind. Diese Hilfsmittel stellen heute die Grundlagen der Beschreibung und Analyse von physikalischen Vorgängen in Drehstromsystemen dar und werden im Folgenden erläutert.

Um Drehstromsysteme und im Speziellen Drehfeldmaschinen zu beschreiben, wird eine vektorielle Darstellung in der komplexen Ebene genutzt. Hierbei werden die Momentanwerte der Phasengrößen – beispielsweise Spannung, Strom oder magnetischer Fluss – als Raumzeiger abgebildet, wie es in Abb. 2.1 für einen beispielhaften Verlauf im dreiphasigen Fall dargestellt ist.

Die Momentanwerte der drei Phasengrößen x_1 , x_2 und x_3 aus Abb. 2.1 (a) werden mit drei um 120° zueinander verdrehten Einheitsvektoren \vec{e}_1 , \vec{e}_2 und \vec{e}_3 multipliziert. Die resultierenden Vektoren \vec{x}_1 , \vec{x}_2 und \vec{x}_3 werden schließlich addiert und ergeben den Raumzeiger \vec{x} , wie in Abb. 2.1 (b) dargestellt. Der Raumzeiger enthält die Informationen der drei Phasengrößen in seiner Länge und seinem Phasenwinkel.

2.1.1 $\alpha\beta$ -Transformation

In Anlehnung an die symmetrischen Komponenten [31] wurde eine Transformationsvorschrift entwickelt, mit der ein Raumzeiger gebildet wird [32, 33]. Für die Bildung eines Raumzeigers aus den einzelnen Phasengrößen gilt für die $\alpha\beta$ - oder Clarke¹-Transformation im dreiphasigen System:

$$\vec{x}_{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Die Transformationsmatrix ist dabei definiert als

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Äquivalent kann auch eine Rücktransformation erfolgen mit der entsprechenden Rücktransformationsmatrix

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Die α - und β -Komponenten sind orthogonal zueinander und stellen die Abszisse und Ordinate eines kartesischen Koordinatensystems dar (vgl. Abb. 2.1 (c)). Da bei der Transformation diejenigen Anteile entfallen, die sich gleichmäßig auf alle drei Phasengrößen auswirken, kann zusätzlich die Nullkomponente berechnet werden, um eine unverfälschte Rücktransformation zu ermöglichen:

$$x_0 = \frac{1}{3} \cdot (x_1 + x_2 + x_3) \quad (2.4)$$

¹Benannt nach der Ingenieurin Edith Clarke

Eine Nullkomponente der Strangströme kann sich beispielsweise ausbilden, wenn der Sternpunkt einer Maschine mit dem Umrichter verbunden wird, oder bei Maschinen in Dreieckschaltung. Die Nullkomponenten von Strom oder Spannung können für die geberlose Identifikation genutzt werden [34, 35]. In dieser Arbeit erfolgt dies jedoch nur indirekt, indem ihr Einfluss auf das elektromagnetische Verhalten der Maschine berücksichtigt wird.

2.1.2 dq-Transformation

Der stationäre Zustand einer Drehfeldmaschine ist erreicht, wenn die Amplituden und Phasenlagen der Phasenströme sich nicht mehr verändern. In diesem Fall sind aber die Stranggrößen aufgrund der Rotordrehung weiterhin zeitabhängig. Man spricht auch von einem quasistationären Zustand. Neben den physikalischen Größen können auch die Parameter der zur Modellbildung genutzten Bauelemente zeitveränderlich sein. Insbesondere die Stranginduktivitäten hängen grundsätzlich von der aktuellen Rotorlage ab (außer im Fall der magnetisch isotropen Maschine).

Dies erschwert die mathematische Beschreibung und folglich auch eine Reglerauslegung. Mit dem ursprünglichen Ziel, dynamische Vorgänge einfacher untersuchen zu können, wurde die dq-Transformation beschrieben [36, 37]. Sie stellt im Grunde eine Drehoperation für Vektoren im kartesischen Koordinatensystem dar. Die Raumzeiger rotieren im quasistationären Fall mit der Rotordrehgeschwindigkeit. Durch die dq-Transformation wird diese Drehung kompensiert und die Raumzeiger scheinen stillzustehen. Sie liegen dann im rotororientierten Koordinatensystem vor (vgl. Abb. 2.1 (d)). Für eine Maschine ohne ausgeprägte Oberwellen bedeutet dies, dass bei quasistationärem Betrieb im dq-Koordinatensystem Gleichgrößen vorliegen und somit auch eine Gleichgrößenregelung erfolgen kann.

Wird gemäß Abb. 2.2 eine der Achsen im rotororientierten Koordinatensystem – im Falle der PMSM die d-Achse – an der Flussachse der Permanentmagneten ausgerichtet, so ergeben sich weitere Vorteile für die physikalische Betrachtung. Durch den Permanentmagneten, das Stator- und das Rotorjoch verläuft dann ein magnetischer Pfad, der zunächst vom dazu orthogonalen Pfad entkoppelt beschrieben wird. Damit kann die drehmomentbildende Komponente des Statorstroms unabhängig von der feld- und gegebenenfalls reluktanzmomentbildenden Komponente modelliert und geregelt werden [38].

Für die Koordinatentransformation eines Raumzeigers gilt folgende Transformationsvorschrift:

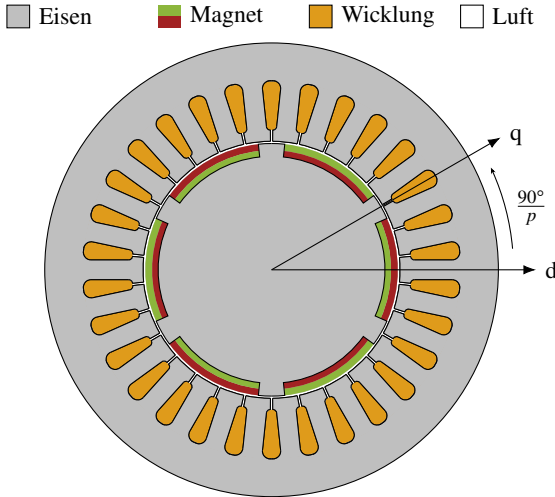


Abbildung 2.2: Maschinenquerschnitt mit Orientierung des dq-Koordinatensystems an den Magneten des Rotors

$$\vec{x}_{dq} = \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \mathbf{T}_{dq}(\gamma) \cdot \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Die Transformationsmatrix ist definiert als

$$\mathbf{T}_{dq}(\gamma) = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

Die Rücktransformation ergibt sich durch Einsetzen des negativen Winkels in die Transformationsmatrix

$$\mathbf{T}_{dq}^{-1}(\gamma) = \mathbf{T}_{dq}(-\gamma) = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) \\ \sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Bei dem Transformationswinkel γ handelt es sich bei der PMSM um den elektrischen Rotorwinkel. Das transformierte Koordinatensystem wird deshalb auch als *rotororientiertes* System bezeichnet, die $\alpha\beta$ -Darstellung hingegen als *statororientiert*.

In Abb. 2.2 ist das Beispiel einer 6-poligen Maschine gegeben. In Maschinen mit mehr als einem Polpaar p muss zwischen elektrischem und mechanischem Winkel unterschieden werden. Alle Winkelangaben in dieser Arbeit beziehen sich auf den elektrischen Winkel. Eine Umrechnung erfolgt über

$$\gamma = \gamma_{\text{mech}} \cdot p \quad (2.8)$$

Der elektrische Winkel zwischen d- und q-Achse beträgt stets 90° . Der mechanische Winkel beträgt im Fall von Abb. 2.2 nur 30° .

2.1.3 Transformation von Modellparametern

Durch die Anwendung der vorgestellten Transformationen ändert sich auch die Struktur der betrachteten elektrischen Ersatzschaltung. Statt der drei realen Stränge werden nun zwei orthogonale, modellhafte Stränge beschrieben. Entsprechend ändern sich auch die Parameter der in den Strängen vorhandenen Bauteile, also der Widerstände und Induktivitäten. Die Transformation der Bauteilwerte, welche in der dreiphasigen Beschreibung in Matrixform vorliegen, kann dabei ebenfalls mithilfe der Transformationsmatrizen erfolgen. Die Umrechnung zwischen den Systemen wird am Beispiel des Ohmschen Gesetzes in einem dreiphasigen System mit den Strangwiderständen R_1 , R_2 und R_3 hergeleitet.

Die Spannungsgleichung im dreiphasigen System lautet hierbei:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

Nun wird die Gleichung durch eine Multiplikation mit $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$ in das $\alpha\beta$ -System überführt.

$$\vec{u}_{123} = \mathbf{R}_{123} \cdot \vec{i}_{123} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} \cdot \vec{u}_{123} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{R}_{123} \cdot \vec{i}_{123} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} \cdot \vec{u}_{123} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{R}_{123} \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{123} \quad (2.12)$$

$$\vec{u}_{\alpha\beta} = \underbrace{\mathbf{T}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{R}_{123} \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1}}_{\mathbf{R}_{\alpha\beta}} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \quad (2.13)$$

Äquivalent hierzu kann auch eine dq-Transformation der Parameter durchgeführt werden:

$$\mathbf{R}_{dq} = \mathbf{T}_{dq} \cdot \mathbf{R}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{T}_{dq}^{-1} \quad (2.14)$$

Bei der Transformation wird der Modellcharakter der transformierten Stränge deutlich. Im Fall symmetrischer Widerstände sind auch stets nur die Diagonalelemente der transformierten Widerstandsmatrix besetzt. Dies bedeutet, dass alle Widerstandswerte äquivalent sind:

$$R_d = R_q = R_\alpha = R_\beta = R_1 = R_2 = R_3 \quad (2.15)$$

Liegt jedoch eine Asymmetrie vor, so werden alle Elemente der transformierten Matrix belegt. Dies bedeutet, dass zwischen den Modellsträngen scheinbar eine ohmsche Kopplung besteht, welche keine physikalische Grundlage hat – im Gegensatz zu einer magnetischen Kopplung bei gekoppelten Induktivitäten.

2.2 Modellbildung

Ziel ist es, eine mathematische Modellbildung der PMSM und der Drehstrombrückenschaltung herzuleiten, mit der das jeweilige Klemmenverhalten nachgebildet werden kann. Die Modelle sollen innerhalb einer Regelperiode auf einem Echtzeitsystem berechnet werden, damit die geberlose Identifikation die Größen auswerten kann. Es werden deshalb nicht alle physikalischen Vorgänge in der Maschine detailgetreu abgebildet. Stattdessen werden Methoden erarbeitet, um das Klemmenverhalten schnell und hinreichend genau zu ermitteln. Die vorgestellte Modellbildung bezieht sich auf den aktuellen Stand der Forschung [38–42].

2.2.1 Grundswingungsmodell der permanentmagneterregten Synchronmaschine

Um das elektromagnetische Verhalten der PMSM zu beschreiben, muss zunächst der Aufbau dieses Maschinentyps betrachtet werden. Die PMSM besteht, wie alle elektrischen Maschinen, aus einem stehenden und einem bewegten Teil, Stator und Rotor. Für beide existieren mehrere mögliche Bauarten, welche jeweils unterschiedliche Betriebsverhalten aufweisen. Bei allen im Folgenden betrachteten Maschinen handelt es sich um rotierende Maschinen mit innenliegendem Rotor.

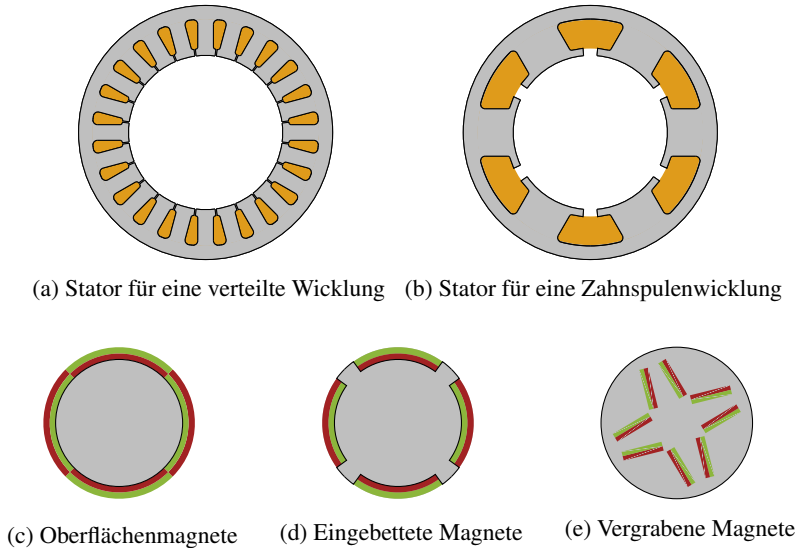


Abbildung 2.3: Verschiedene Bauarten von Stator und Rotor einer PMSM

Der Stator von Drehfeldmaschinen wird mit Nuten ausgeführt. In diese Nuten werden die Statorspulen eingelegt, welche im Betrieb mit einem Drehstromsystem gespeist werden und das rotierende Statormagnetfeld erzeugen. Auch der Fluss der Rotormagneten ist mit den Spulen verkettet und wirkt sich in Form einer induzierten Spannung bei Drehung des Rotors aus. Die Wechselwirkung von Stator- und Rotorfluss erzeugt das gewünschte innere Drehmoment.

Mit einer gewählten Schaltung der Statorspulen ergeben sich m Stränge. Sie werden mit einem entsprechenden m -phasigen Drehstromsystem gespeist. Für die geberlose Identifikation, welche mithilfe der Raumzeigerdarstellung erfolgt, ist die Anzahl der Phasen irrelevant und wird für die Herleitung der Modellgleichungen zu $m = 3$, dem häufigsten Fall angenommen. Zudem wird für die Modellbildung in dieser Arbeit zunächst von einer Maschine in Sternschaltung ausgegangen, deren Sternpunkt nicht mit dem Umrichter verbunden wird. Es kann sich also keine Nullkomponente der Ströme ausbilden. Die Anwendbarkeit der geberlosen Identifikation auf Maschinen in Dreieckschaltung wird in Kapitel 6 experimentell nachgewiesen.

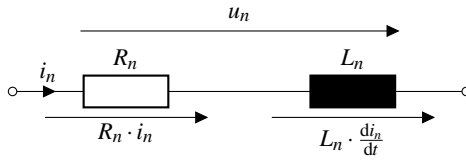


Abbildung 2.4: Ersatzschaltbild eines Maschinenstrangs im Stillstand der Maschine

Transformatorisch induzierte Spannung

Wie in Abb. 2.4 dargestellt, wird ein Maschinenstrang $n = 1, 2, \dots, m$ aus den zugehörigen Statorspulen gebildet, welche wiederum den elektrischen Gesamtwiderstand R_n und eine Induktivität L_n besitzen. R_n ergibt sich aus der endlichen Leitfähigkeit des für die Spulenwicklungen eingesetzten Kupfers, L_n aus den geometrischen Eigenschaften der Spule sowie den Materialeigenschaften des magnetischen Pfads durch Stator- und Rotorjoch. Nach dem Induktionsgesetz von Faraday ist die durch Änderung des Spulenstroms i_n , und damit des mit den Spulen verketteten Flusses ψ_n verursachte transformatorisch induzierte Spannung:

$$u_{\text{ind,trafo},n} = \frac{\partial \psi_n}{\partial i_n} \cdot \frac{di_n}{dt} = L_n \cdot \frac{di_n}{dt} \quad (2.16)$$

Unter Berücksichtigung des Ohmschen Spannungsanteils ergibt sich die Differentialgleichung der Strangspannung einer ruhenden, aber stromdurchflossenen Maschine

$$u_n = R_n \cdot i_n + L_n \cdot \frac{di_n}{dt} \quad (2.17)$$

Für die mathematische Beschreibung kann die in Abschnitt 2.1 eingeführte Raumzeigerdarstellung genutzt werden. Das Klemmenverhalten der Maschine wird vollständig über die zwei orthogonalen Ersatzstränge α und β beschrieben. Für die stillstehende Maschine ergibt sich nun, analog zu Gleichung (2.17) die folgende vektorielle Spannungsgleichung:

$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \mathbf{R}_{\alpha\beta} \cdot \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \mathbf{L}_{\alpha\beta} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

Ein Betrieb bei ruhender Maschine ist ein Sonderfall, der allerdings eine entscheidende Hürde für die geberlose Identifikation darstellt und deshalb explizit betrachtet werden muss.

Rotatorisch induzierte Spannung

Der magnetische Fluss der Permanentmagneten ist ebenfalls mit den Statorspulen verkettet. Wenn die Magnete genau zu einem Strang ausgerichtet sind, ist in den zugehörigen Strangspulen die maximale Flussverkettung Ψ_{PM} erreicht. Mit einem ideal angenommenen sinusförmigen Flussverlauf über den Rotorwinkel ergibt sich dann folgender Zusammenhang für den verketteten Permanentmagnetfluss eines Strangs.

$$\psi_{PM,n} = \Psi_{PM} \cdot \cos(\gamma - \varphi_{PM,n}) \quad (2.19)$$

Hierbei ist $\varphi_{PM,n}$ der räumliche Versatz zwischen dem Nordpol des Permanentmagneten und Strang n bei Rotorposition $\gamma = 0$.

Wird der mit den Magneten bestückte Rotor bewegt, ändert sich der Betrag des verketteten Flusses. Diese Flussänderung erzeugt die rotatorisch induzierte Spannung, deren Wert in einer Phase wie folgt bestimmt werden kann:

$$u_{\text{ind,rot,PM},n} = \frac{\partial \psi_{PM,n}}{\partial \gamma} \cdot \frac{d\gamma}{dt} = \frac{\partial \psi_{PM,n}}{\partial \gamma} \cdot \omega \quad (2.20)$$

$$= -\Psi_{PM} \cdot \sin(\gamma - \varphi_{PM,n}) \cdot \omega \quad (2.21)$$

Neben der Änderung der Flussverkettung der Permanentmagneten, kann sich auch die vom Statorstrom verursachte Flussverkettung bei Drehung des Rotors ändern. Bei bestimmten Bauarten der PMSM ändern sich die für die Stranginduktivitäten maßgeblichen magnetischen Widerstände mit der Rotorlage. Die Stranginduktivitäten sind damit rotorwinkelabhängig und die Flussverkettung ändert sich bei einer Bewegung des Rotors, auch bei gleichbleibendem Strangstrom. Dadurch wird eine Spannung induziert:

$$u_{\text{ind,rot,L},n} = \frac{dL_n}{dt} \cdot i_n \quad (2.22)$$

Gleichung (2.18) kann durch Gleichungen (2.21) und (2.22) für den allgemeinen Fall einer drehenden Grundschwingungsmaschine ergänzt werden. Dabei werden $\varphi_{PM,\alpha} = 0$ und $\varphi_{PM,\beta} = \frac{\pi}{2}$ angenommen (Bei Rotorlage $\gamma = 0$ sei der Permanentmagnet in Richtung der ersten Phase ausgerichtet).

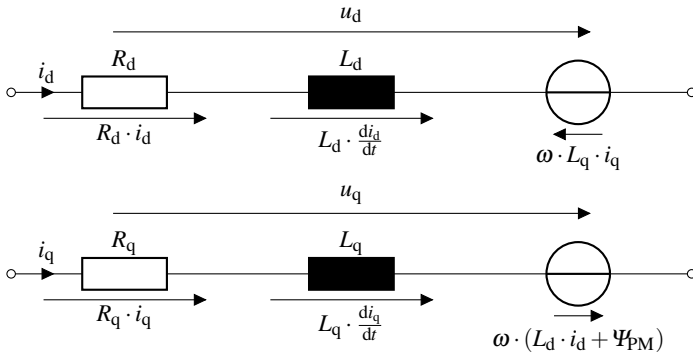


Abbildung 2.5: Schaltbild der modellhaften Maschinenstränge im rotororientierten Koordinatensystem

$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \mathbf{R}_{\alpha\beta} \cdot \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left[\mathbf{L}_{\alpha\beta} \cdot \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \right] + \Psi_{PM} \cdot \omega \cdot \begin{pmatrix} -\sin \gamma \\ \cos \gamma \end{pmatrix} \quad (2.23)$$

Um eine spätere Gleichgrößenregelung der Stromkomponenten zu ermöglichen wird schließlich die grundfrequente Rotorlageabhängigkeit der Spannungsgleichung entfernt, indem die dq-Transformation angewandt wird:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \mathbf{R}_{dq} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \mathbf{L}_{dq} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \omega \cdot \begin{pmatrix} -L_q \cdot i_q \\ L_d \cdot i_d + \Psi_{PM} \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

Das angewandte Koordinatensystem ist dann am Permanentmagneten im Rotor und damit am Rotor selbst orientiert. Die transformatorischen Induktionsspannungen werden dabei aufgetrennt. Der grundfrequente Anteil der Stromänderung wirkt sich in der jeweils anderen Spannungskomponente proportional zur Winkelgeschwindigkeit aus. Alle dynamischen Änderungen von i_α und i_β führen zu einer Änderung der Ströme i_d und i_q . Ihre Auswirkungen in der jeweils zugehörigen Spannungskomponente werden über die Modellinduktivitäten L_d und L_q beschrieben.

Magnetische Anisotropie

Die Anordnung und Geometrie der Rotormagnete hat einen entscheidenden Einfluss auf das Betriebsverhalten und die elektromagnetischen Parameter der PMSM und letztendlich auch für deren geberlosen Betrieb. Da die Permeabilität von Magnetmaterial näherungsweise derjenigen von Luft entspricht, wirken sich Magneten wie ein vergrößerter Luftspalt aus. Werden die Magneten wie in Abb. 2.3 (c) an der Oberfläche des Rotors angebracht, sind die magnetischen Pfade entlang der d- sowie der q-Achse im Rotor identisch. Werden die Nutungseffekte des Stators vernachlässigt, kann zusätzlich angenommen werden, dass jedes Rotor-Polpaar stets der gleichen Anzahl an Nuten und Zähnen gegenübersteht. Dann ist die Induktivität der Maschinenstränge unabhängig von der Rotorlage. Im rotororientierten Koordinatensystem gilt dann

$$L_d = L_q \quad (2.25)$$

Werden die Magnete jedoch in die Rotoroberfläche eingebettet (vgl. Abb. 2.2 und 2.3 (d)) oder im inneren des Rotors platziert (vergrabene Magnete, vgl. Abb. 2.3 (e)), so verringert sich der effektive Luftspalt für die q-Komponente des magnetischen Flusses gegenüber der d-Komponente. Der magnetische Widerstand sinkt, was zu einer höheren Induktivität führt. Es gilt also

$$L_d < L_q \quad (2.26)$$

Da die magnetischen Pfade in der Maschine nun von der Rotorlage abhängen, gilt das auch für die Stranginduktivitäten. Man spricht auch von einer magnetischen Anisotropie oder Schenkligkeit. Diese ist definiert als

$$\xi = \frac{L_q}{L_d} \quad (2.27)$$

Wenn die Stranginduktivitäten von der Rotorlage abhängen, bedeutet das auch, dass man aus den Induktivitätswerten auf die aktuelle Rotorlage schließen kann. Die geberlose Identifikation im Stillstand der Maschine und bei sehr geringen Drehzahlen setzt deshalb eine Schenkligkeit $\xi \neq 1$ voraus. Diese Einschränkung wird im weiteren Verlauf der Arbeit näher betrachtet.

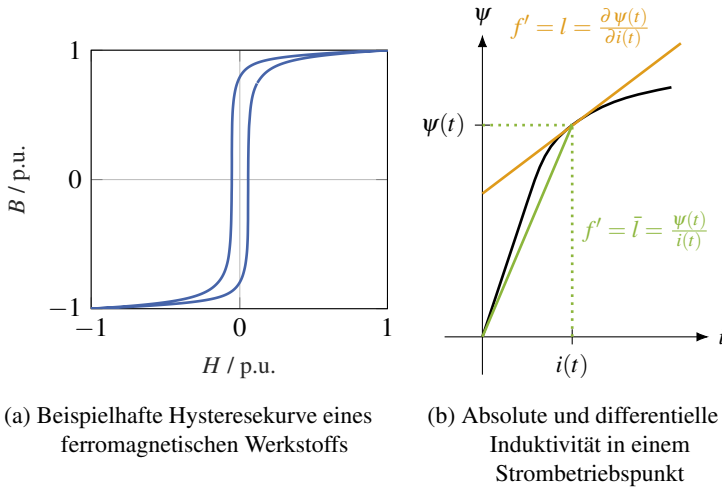


Abbildung 2.6: Beispielhafte Magnetisierungskennlinie und Veranschaulichung von absoluter und differentieller Induktivität

Eisensättigung, Kreuzverkopplung und differentielle Induktivitäten

Das Eisen, welches zur magnetischen Flussführung im Rotor- und Statorjoch dient, ist ein ferromagnetisches Metall und weist entsprechende magnetische Eigenschaften auf, welche für eine umfassende Modellbildung berücksichtigt werden müssen. Eine typische Magnetisierungskennlinie eines ferromagnetischen Werkstoffs ist in Abb. 2.6(a) dargestellt. Die Abhängigkeit der magnetischen Flussdichte von der Feldstärke ist nichtlinear. Neben einer auftretenden Hysterese erkennt man eine zunehmende Sättigung der Flussdichte bei steigender magnetischer Feldstärke. Die Sättigung tritt auf, wenn zunehmend alle Weisschen Bezirke im Material im Magnetfeld ausgerichtet sind. Dies führt dazu, dass sich die Flussverkettungen der Statorspulen nicht proportional zum Spulenstrom ändern.

Die Induktivitäten sind somit stromabhängig. Sättigungseffekte führen zu einer zusätzlichen magnetischen Kopplung der Statorspulen. Ein Teil der magnetischen Feldlinien des d-Flusses schließt sich über den q-Pfad und umgekehrt. Dieser Effekt wird als Kreuzverkopplung bezeichnet. Die Flussverkettungen ψ_d und ψ_q sind jeweils von beiden Stromkomponenten i_d und i_q abhängig.

Dieses Verhalten kann nicht mehr durch die statischen Induktivitäten L_d und L_q beschrieben werden. Deshalb werden für die Modellbildung stromabhängige Induktivitäten eingeführt. Da die Flussverkettung nun nicht mehr linear mit der Stromstärke zunimmt, muss die Induktivität zudem in einen dynamischen und einen statischen Anteil aufgeteilt werden. Mit den Sekanteninduktivitäten oder absoluten Induktivitäten kann der Absolutwert der Flusskomponenten berechnet werden.

$$\bar{l}_{dd}(i_d, i_q) = \frac{\Delta \psi_d(i_d, i_q)}{\Delta i_d} \quad \bar{l}_{qq}(i_d, i_q) = \frac{\Delta \psi_q(i_d, i_q)}{\Delta i_q} \quad (2.28)$$

$$\bar{l}_{dq}(i_d, i_q) = \frac{\Delta \psi_d(i_d, i_q)}{\Delta i_q} \quad \bar{l}_{qd}(i_d, i_q) = \frac{\Delta \psi_q(i_d, i_q)}{\Delta i_d} \quad (2.29)$$

Die Tangenteninduktivitäten, auch als differentielle Induktivitäten bezeichnet, dienen dazu, in einem bestimmten Arbeitspunkt die Änderung des Flusses in Abhängigkeit von jeweils einer Stromkomponente zu beschreiben.

$$l_{dd}(i_d, i_q) = \frac{\partial \psi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d} \quad l_{qq}(i_d, i_q) = \frac{\partial \psi_q(i_d, i_q)}{\partial i_q} \quad (2.30)$$

$$l_{dq}(i_d, i_q) = \frac{\partial \psi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} \quad l_{qd}(i_d, i_q) = \frac{\partial \psi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} \quad (2.31)$$

Abb. 2.6 (b) veranschaulicht die zwei Arten von Induktivitäten unter Vernachlässigung der Kreuzkopplung. Die absolute Induktivität entspricht der Steigung einer Ursprungsgeraden, welche beim betrachteten Strombetriebspunkt die Flussverkettungsfunktion $\psi(i)$ schneidet. Die differentielle Induktivität stellt die Steigung jener Funktion im betrachteten Strombetriebspunkt dar.

Die Stromabhängigkeit der Induktivitäten wirkt sich auch auf die Schenklichkeit aus. Gleichung (2.27) kann mit den differentiellen Induktivitäten entsprechend stromabhängig formuliert werden.

$$\xi(i_d, i_q) = \frac{l_{dd}(i_d, i_q)}{l_{qq}(i_d, i_q)} \quad (2.32)$$

Die beschriebenen Nichtlinearitäten können berücksichtigt werden, wenn Gleichung (2.24) mit absoluten und differentiellen Induktivitäten formuliert wird:

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} &= \mathbf{R}_{dq} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \overbrace{\begin{pmatrix} l_{dd} & l_{dq} \\ l_{qd} & l_{qq} \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}}^{\frac{d\bar{\psi}}{dt}} \\
 &+ \underbrace{\left(\begin{pmatrix} \bar{l}_{qd} & \bar{l}_{qq} \\ \bar{l}_{dd} & \bar{l}_{dq} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \Psi_{PM} \end{pmatrix} \right)}_{\bar{\psi}} \cdot \omega \quad (2.33)
 \end{aligned}$$

Diese Formulierung der Spannungsgleichung hat allerdings Nachteile, wenn sie auf einem echtzeitfähigen Rechensystem evaluiert werden soll. Für die Beschreibung sind dann sechs stromabhängige Kennfelder notwendig. Dies erhöht den Speicherbedarf und die Dauer der Zugriffsoperationen auf den Speicher.

Außerdem werden die differentiellen Induktivitäten in einem bestimmten Arbeitspunkt für eine infinitesimale Stromänderung berechnet. Wenn das Maschinenmodell auf einem Echtzeitsystem berechnet wird, können aber nur zeitdiskrete Ableitungen durchgeführt werden. Somit kann im dynamischen Betrieb eine Flussänderung, bedingt durch eine beliebig große Stromänderung, nicht mehr korrekt mit differentiellen Induktivitäten berücksichtigt werden. Die induzierte Spannung wird bei auftretender Sättigung fehlerhaft berechnet. Mit einer direkten Stromsteigungsmessung kann dieser Fehler vermieden werden. Dies erfordert jedoch eine zusätzliche Messeinrichtung [43, E1].

Stattdessen können die Flussverkettungen selbst als Parameter für die Modellbildung verwendet werden. In Gleichung (2.33) wird deutlich, dass für die Spannungsgleichung nur die Flussverkettungen ψ_d und ψ_q sowie ihre zeitlichen Ableitungen benötigt werden. Die Gleichung kann entsprechend vereinfacht werden:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \mathbf{R}_{dq} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{pmatrix} \cdot \omega \quad (2.34)$$

Neben den Strangwiderständen werden jetzt nur noch die zwei stromabhängigen Flusskennfelder $\psi_d(i_d, i_q)$ und $\psi_q(i_d, i_q)$ benötigt. Beispielhafte Kennfelder sind in Abb. 2.7 (a) und 2.7 (b) abgebildet. Sie enthalten alle Informationen über stromabhängige Effekte wie Sättigung und Kreuzverkopplung. Der Flussanteil der Permanentmagneten ist im Kennfeld der d-Flusskomponente enthalten.

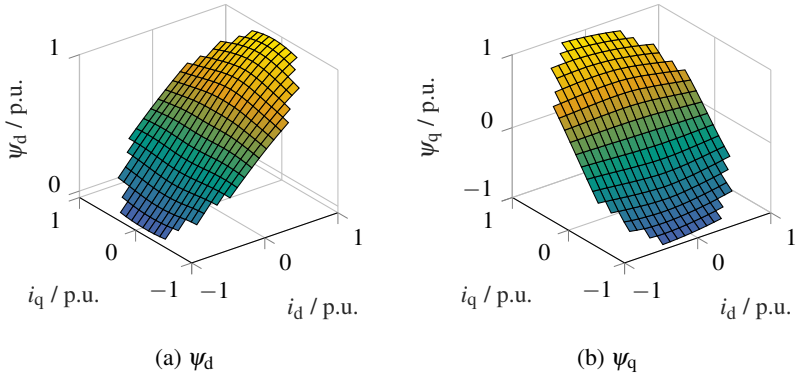


Abbildung 2.7: Beispielhafte Kennfelder von $\psi_d(i_d, i_q)$ und $\psi_q(i_d, i_q)$. Alle Größen sind bezogen auf ihre jeweiligen Maximalwerte.

Die Flusskennfelder können bei Kenntnis der absoluten Induktivitäten berechnet werden:

$$\psi_d(i_d, i_q) = \bar{L}_{dd}(i_d, i_q) \cdot i_d + \bar{L}_{dq}(i_d, i_q) \cdot i_q + \Psi_{PM} \quad (2.35)$$

$$\psi_q(i_d, i_q) = \bar{L}_{qq}(i_d, i_q) \cdot i_d + \bar{L}_{qd}(i_d, i_q) \cdot i_q \quad (2.36)$$

In der Regel werden sie aber über eine Maschinenvermessung oder FEM-Berechnung direkt ermittelt. Die messtechnische Ermittlung von Flusskennfeldern wird in Kapitel 6 beschrieben.

Für die ins dq-System transformierten elektrischen Größen werden in dieser Arbeit stets die Stromrichter-Ausgangsgrößen verwendet. Die Bezugsströme für die Flussverkettungen sind damit die dreiphasigen Zuleitungsströme der Maschine. Die Strangspannungen werden aus den Klemmenspannungen des Stromrichters bestimmt (vgl. Gleichung (2.50)). Es spielt dann für das Identifikationsverfahren und die Modellbildung keine Rolle, ob eine Maschine in Stern-, Dreieck- oder Polygonschaltung betrieben werden soll, da die Maschine als mehrphasige „Black Box“ betrachtet wird. Wichtig ist nur, dass bei der Ermittlung der Parameter eine Sternschaltung angenommen wird.

Gleichung (2.34) stellt die Grundlage für die im weiteren Verlauf der Arbeit vorgestellte erweiterte Modellbildung sowie die geberlose Identifikation dar.

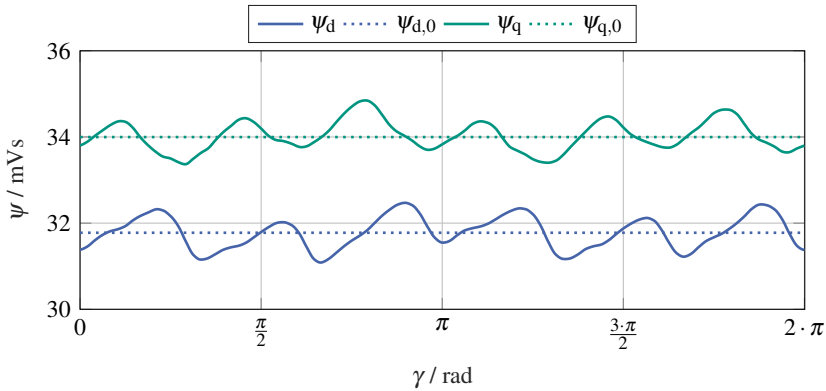


Abbildung 2.8: Verlauf der Flussverktungen ψ_d und ψ_q einer oberwellenbehafteten Beispielmachine mit Zahnpulen über die Rotorlage bei konstanten Strömen $i_d = -100\text{ A}$ und $i_q = 150\text{ A}$ und Vergleich mit den Grundschwingungsflüssen $\psi_{d,0}$ und $\psi_{q,0}$

2.2.2 Oberwellenmodell der permanentmagneterregten Synchronmaschine

Bisher wurde angenommen, dass alle elektromagnetischen Größen im quastationären Fall einen sinusförmigen Verlauf über eine elektrische Grundschwingungsperiode aufweisen. Die dq-Transformation wurde eingesetzt, um die Abhängigkeit der elektromagnetischen Parameter von der Rotorlage zu eliminieren. Da praktisch realisierbare Drehfeldmaschinen keine sinusförmige Felderregerkurve haben, enthält das Luftspaltfeld immer Oberwellen. Die harmonischen Schwingungen des magnetischen Flusses werden mit den Statorspulen verkettet und beeinflussen damit auch die induzierte Spannung. Schwach ausgeprägte Oberwellen, wie sie üblicherweise angestrebt werden, können dabei in der Regel für die Modellbildung und Regelung vernachlässigt werden. Bestimmte Bauarten der PMSM, wie die Zahnpulengeometrie in Abb. 2.3 (b), weisen hingegen signifikante Oberwelleneffekte auf, welche nicht vernachlässigt werden dürfen. Beispielhafte Flussverläufe über eine elektrische Umdrehung sind in Abb. 2.8 zusammen mit dem jeweiligen Grundschwingungsanteil dargestellt.

Insbesondere bei Zahnpulenumwicklungen treten auch starke Oberwellen der Permanentmagnetflussverktung auf, wie in Abb. 2.9 dargestellt. Der magnetische

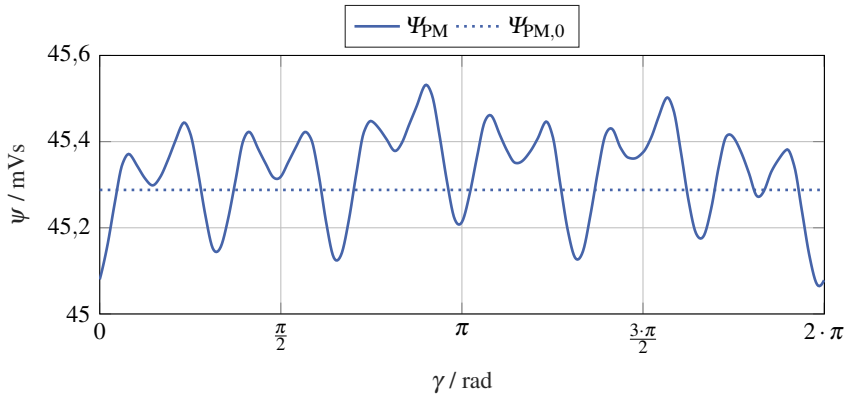


Abbildung 2.9: Verlauf der rotorlageabhängigen Permanentmagnetflussverkettung $\psi_{PM} = \psi_d$ ($i_d = 0\text{ A}$, $i_q = 0\text{ A}$) einer oberwellenbehafteten Beispielmaschine über die Rotorlage und Vergleich mit der Grundschiwingung der Flussverkettung $\psi_{PM,0}$

Widerstand der rotororientierten Flusspfade ändert sich über den Rotorwinkel. Ein Grund hierfür ist, dass die Zahl der Zähne, die einem Pol gegenüberstehen, nicht konstant ist, wodurch sich die effektive Größe des Luftspalts ändert. Die Rotorlageabhängigkeit der elektromagnetischen Größen ist nicht mehr nur auf die magnetische Anisotropie des Rotors zurückzuführen und kann entsprechend nicht durch die dq-Transformation eliminiert werden.

Bei kostenkritischen Anwendungen werden häufig Zahnspulenwicklungen bevorzugt. Diese können automatisiert und damit günstiger gefertigt werden als verteilte Wicklungen und sind vorteilhaft im Hinblick auf die Größe des Wickelkopfs und somit den benötigten Bauraum. Der größte Nachteil, die teilweise stark ausgeprägten räumlichen Oberwellen der verketteten Flüsse, werden dabei in Kauf genommen.

Die Änderung der Flussverkettungen mit dem Rotorwinkel führt zu induzierten Spannungsanteilen mit einem Vielfachen der Grundfrequenz. Damit wird auch der Zusammenhang von Stromänderung und Spannung im rotororientierten Koordinatensystem lagewinkelabhängig. Dies ist einerseits nachteilig für die Stromregelung, welche üblicherweise als PI-Gleichgrößenregelung ausgeführt wird. Die Spannungsüberwellen wirken als Störgröße und führen zu Stromschwingungen der gleichen Frequenz. Andererseits kann ein solches Verhalten der Maschine die gerberlose Identifikation schwierig oder unmöglich machen.

Die bisherige Modellbildung wird um Oberwelleneffekte erweitert, um das Klemmenverhalten der Maschine genauer nachbilden zu können. Dafür müssen die entsprechenden winkelabhängigen Parameter über eine komplette elektrische Umdrehung bekannt sein. Für die Erweiterung des Grundschwingungsmodells und die Parametrierung existieren mehrere Ansätze.

Die Annahme in Gleichung (2.19) muss für den allgemeinen Fall eines nicht-sinusförmigen Verlaufs der Permanentmagnetflussverkettung erweitert werden:

$$\psi_{PM,n} = f(\gamma - \varphi_{PM,n}) \quad (2.37)$$

Gleichung (2.20) bleibt damit als allgemeine Beschreibung gültig. Die winkelabhängige Änderung der Stranginduktivitäten ist in Gleichung (2.22) bereits enthalten. Im Grundschwingungsmodell wurde hiermit die magnetische Anisotropie des Rotors berücksichtigt. Für die Oberwellenmodellierung gilt der gleiche Zusammenhang. Die Winkelabhängigkeit der Induktivität wird deshalb auch als mehrfache Schenkligkeit bezeichnet [44].

Gleichung (2.23) kann schließlich verallgemeinert werden, indem die Flussverkettungen zu den winkel- und stromabhängigen Komponenten $\psi_\alpha(i_\alpha, i_\beta, \gamma)$ und $\psi_\beta(i_\alpha, i_\beta, \gamma)$ zusammengefasst werden.

$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \mathbf{R}_{\alpha\beta} \cdot \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

Die dq-Transformation von Gleichung (2.38) führt wieder auf Gleichung (2.34), womit diese auch für die Beschreibung des Oberwellenverhaltens gültig bleibt. Die Flusskomponenten $\psi_d(i_d, i_q, \gamma)$ und $\psi_q(i_d, i_q, \gamma)$ sind jedoch nicht mehr nur von den Stromkomponenten, sondern auch vom Rotorlagewinkel abhängig.

Die bestehenden Flusskennfelder aus Abb. 2.7 müssen also um eine weitere Dimension, die Rotorlage, erweitert werden. Hierbei werden die Flusskennfelder wie auch im Grundschwingungsmodell für bestimmte Stromstützpunkte, jedoch auch für mehrere Stützwinkel ermittelt und abgespeichert. Die Anzahl der Stützwinkel muss im Hinblick auf das Nyquist-Kriterium ausreichen, um eine Rekonstruktion der räumlichen Oberwellen ohne signifikanten Informationsverlust zu ermöglichen. Damit sind mindestens $2 \cdot v_{\max}$ Stützstellen notwendig, wobei v_{\max} die Ordnungszahl derjenigen Oberwelle ist, die noch berücksichtigt werden soll. Die Zahl der Stützstellen sollte aber höher gewählt werden, um eine lineare Interpolation der Flussverkettungen zwischen den Winkelschritten zu ermöglichen und damit eine hohe Genauigkeit bei geringen Rechenzeiten zu erreichen. Abb. 2.10 vermittelt einen Eindruck, wie stark der Einfluss der

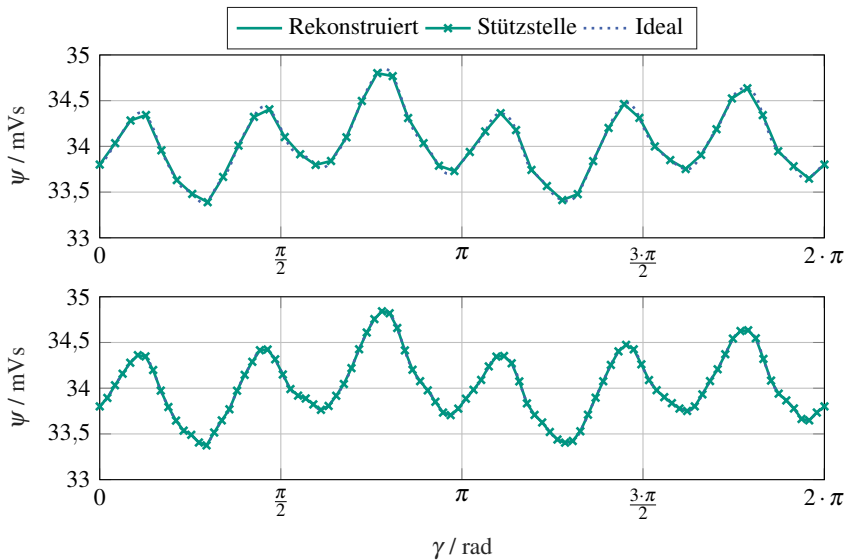


Abbildung 2.10: Einfluss der Anzahl von Winkelstützpunkten auf die Rekonstruktion eines beispielhaften Flussverkettungsverlaufs mittels linearer Interpolation. Oben: 48 Stützpunkte, unten: 96 Stützpunkte.

Anzahl an Stützpunkten auf die Genauigkeit der Interpolation ist. Obwohl die Amplitude der 24. Harmonischen vernachlässigbar klein ist, ergibt sich bei der linearen Interpolation mit 48 Stützstellen noch ein deutlicher Fehler.

Ein weiterer Ansatz besteht darin, die Fourierkoeffizienten der Oberwellen in Kennfeldern abzulegen [S4]. Dabei wird bei der Parameterermittlung eine Fourieranalyse der Flussverläufe über eine elektrische oder mechanische Periode durchgeführt. Die zusätzliche Dimension der Flusskennfelder ist dann die harmonische Ordnungszahl ν . Der Grundswingungsanteil der Flussverkettung stellt im rotororientierten System einen Gleichanteil dar und entspricht dem Grundswingungskennfeld. Für jede weitere Ordnungszahl existieren zwei Kennfelder für die jeweils zwei Fourierkoeffizienten. Abb. 2.11 zeigt beispielhafte Kennfelder der 6. Harmonischen einer Maschine mit den zwei möglichen Darstellungsformen der Fourierkoeffizienten. Die Koeffizienten sollten in der Sinus-Kosinus-Form hinterlegt werden, da ein Phasenkennefeld Unstetigkeiten aufweist.

Die Flüsse können dann mit den stromabhängigen Koeffizienten mittels Fouriersynthese bestimmt werden.

$$\psi_d(i_d, i_q, \gamma) = \frac{a_{d,0}}{2} + \sum_{v=1}^N (a_{d,v} \cdot \cos(v \cdot \gamma) + b_{d,v} \cdot \sin(v \cdot \gamma)) \quad (2.39)$$

$$\psi_q(i_d, i_q, \gamma) = \frac{a_{q,0}}{2} + \sum_{v=1}^N (a_{q,v} \cdot \cos(v \cdot \gamma) + b_{q,v} \cdot \sin(v \cdot \gamma)) \quad (2.40)$$

Bei der gleichen maximalen Ordnung der gespeicherten Oberwelle ist der Speicherbedarf deutlich geringer, als bei Kennfeldern mit Winkelstützstellen. Das liegt daran, dass nur bestimmte Oberwellen in den elektromagnetischen Größen auftreten können (2., 6., 12., 18., ...) [45]. Eine Interpolation ist außerdem nur in der Stromebene notwendig, weil für die Winkelwerte die exakten Sinus- und Kosinusterme berechnet werden. Nachteilig ist, dass für jede Ordnungszahl zwei trigonometrische Funktionen berechnet werden müssen, was unter Umständen zu großen Rechenzeiteinbußen auf einem Echtzeitsystem führen kann.

Entscheidend ist also, ob das eingesetzte Rechensystem größere Einschränkungen bei der Rechenleistung oder dem verfügbaren Speicherplatz aufweist. Wenn ein leistungsfähiger Rechenkern vorhanden ist, ist die Parametrierung mit Fourierkoeffizienten aufgrund der höheren Genauigkeit vorzuziehen. Für die Versuchsdurchführungen in Kapitel 6 werden jedoch Kennfelder mit Winkelstützstellen genutzt. Die Genauigkeitseinbußen werden dabei in Kauf genommen.

2.2.3 Modellierung von Frequenzabhängigkeiten der Flussverkettung

Die Flussverkettungen hängen neben der Stromstärke und der Rotorlage auch von der Frequenz des magnetischen Feldes ab. Diese steigt einerseits mit zunehmender Drehzahl, kann aber andererseits auch aufgrund einer hochfrequenten Stromeinprägung erhöht sein. Eine solche Testsignalinjektion ist beispielsweise für die geberlose Identifikation bei kleinen Drehzahlen und im Stillstand notwendig.

Grund für die Frequenzabhängigkeit sind Verlustmechanismen im Eisenmaterial sowie Kreisströme, die im Fall einer Dreieckschaltung der Maschine mit der Drehzahl zunehmen und den Sättigungszustand des Eisens beeinflussen [17, 27, 46].

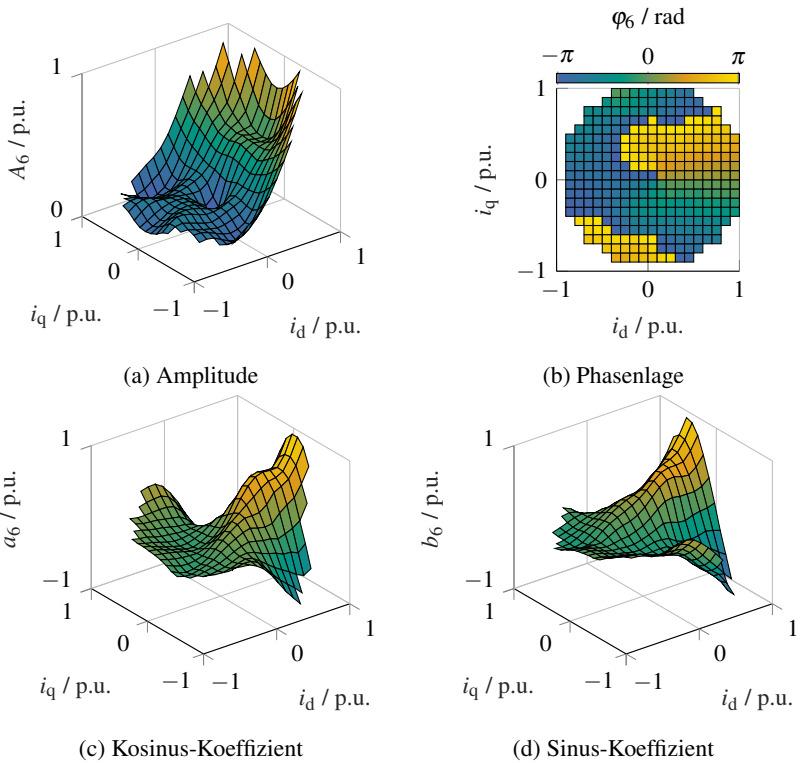


Abbildung 2.11: Kennfelder von Fourierkoeffizienten. 6. Harmonische der d-Flusskomponente einer Beispielmaschine. Oben: Amplitude und Phase, unten: Sinus- und Kosinuskoeffizienten. Das Phasenkenfeld ist aufgrund der Begrenzung $[-\pi, \pi]$ scheinbar unstetig.

Um den magnetischen Zustand der Maschine zu ändern, muss das Eisenmaterial ummagnetisiert werden. Dieser Prozess ist verlustbehaftet. Wenn die elektrische Frequenz zunimmt, so findet die Ummagnetisierung häufiger statt. Entsprechend steigen die Verluste mit der Frequenz. Maßgeblich sind hierbei drei Phänomene [40]: Wirbelströme, Hystereseverluste und Exzessverluste.

Durch die zeitliche Änderung der Flüsse wird im Eisenmaterial eine Spannung induziert, die *Wirbelströme* verursacht. Sie erzeugen Stromwärmeverluste und schwächen das verursachende Magnetfeld ab. Eine Abschwächung der Wirbelströme ist möglich, wenn Stator- und Rotorjoch aus möglichst dünnen, zueinander isolierten Blechen aufgebaut werden. Auch die Magnete bestehen aus elektrisch leitfähigem Material, können jedoch nicht geblecht ausgeführt werden. Ein segmentierter Aufbau der Magneten ist jedoch möglich. Im Rotor treten nur im dynamischen Fall nennenswerte Verluste auf, da der magnetische Zustand des Rotors im quasistationären Fall näherungsweise konstant bleibt. Bei Maschinen mit ausgeprägten Oberwellen erhöhen sich die Magnetverluste bedingt durch die lageabhängigen Änderungen des Rotorflusses.

Da die induzierte Spannung proportional mit der Drehzahl steigt und der ohmsche Widerstand in einem großen Frequenzbereich unverändert bleibt, steigt die Wirbelstromverlustleistung quadratisch mit der Frequenz. Außerdem nimmt sie auch mit der Flussdichteamplitude zu, da die Änderungsrate des Flusses größer wird und damit auch die induzierte Spannung.

Wenn das Eisenmaterial ummagnetisiert wird, müssen auch die Weisschen Bezirke am veränderten Magnetfeld ausgerichtet werden. Dieser Vorgang erfordert Energie und zählt damit ebenfalls zu den Verlustprozessen. Deutlich wird dieser Effekt in Abb. 2.6 (a). Man muss das Magnetfeld stärker abschwächen als es erhöht wurde um wieder die gleiche magnetische Flussdichte im Material zu erreichen. Dieses Verhalten führt zur Benennung der *Hystereseverluste*, obwohl alle Eisenverlustmechanismen zur Bildung der Hystereseurve beitragen.

Die Verlustenergie steigt proportional mit der Fläche, welche von der Hystereseschleife umschlossen wird. Höhere Flussdichteamplituden führen also auch hier zu höheren Verlusten. Da die Verluste bei jedem Durchlaufen der Hystereseschleife entstehen, steigt die Verlustleistung linear mit der Frequenz des Magnetfelds. Die Verluste können durch den Einsatz von hochwertigerem Eisenmaterial verringert werden.

Weiterhin entstehen Verluste durch Wirbelströme entlang der Grenzen Weisscher Bezirke, die durch die Verschiebung der Blochwände beim Ummagnetisieren entstehen. Die *Exzessverluste* steigen proportional zu $f^{3/2}$.

Die auftretenden Eisenverluste wirken sich auf die verketteten Flüsse und somit auf das Klemmenverhalten der Maschine aus. Für die gerberlose Identifikation

sollten diese Effekte berücksichtigt werden. Eine detaillierte Modellbildung mit Auftrennung und Bemaßung der einzelnen Verlustmechanismen ist für Fragestellungen der Maschinenauslegung von hohem Interesse. Im Hinblick auf den geberlosen Betrieb muss jedoch nur die Auswirkung auf die Spannungsgleichungen betrachtet werden.

Um die Auswirkungen von Eisenverlusten und Wirbelströmen zu berücksichtigen, wird die Modellbildung erweitert. Die Flussverkettungen werden um eine weitere Abhängigkeit, die elektrische Winkelgeschwindigkeit ω , ergänzt.

$$\psi_d = f(i_d, i_q, \gamma, \omega) \quad (2.41)$$

$$\psi_q = f(i_d, i_q, \gamma, \omega) \quad (2.42)$$

Mit jeder zusätzlichen Dimension der Flusskennfelder nimmt der Speicherbedarf, die Anzahl der Speicherzugriffe und die Komplexität der Interpolation und damit der Rechenzeitbedarf stark zu. Vorstellbar wäre beispielsweise eine weitere Dimension für die Temperaturabhängigkeit der Flussverkettungen. Die Temperatur wird in dieser Arbeit jedoch als konstant angenommen.

2.2.4 Wechselrichtermodell

Ein wirtschaftlich sinnvoller Einsatz der geberlosen Identifikation setzt voraus, dass keine zusätzlichen Sensoren benötigt werden, welche die Kosten eines Lagegebers überschreiten könnten. Übliche Antriebssysteme sind mit Stromsensoren ausgestattet, da diese für den stromgeregelten Betrieb einer Maschine erforderlich sind. Auch die Zwischenkreisspannung des Stromrichters wird gemessen, da sie zur Berechnung der Aussteuergrade dient. Eine Messung der Klemmenspannungen ist jedoch üblicherweise nicht vorgesehen. Die zusätzliche Messelektronik, Verkabelung und die Anforderungen an die Potenzialtrennung der Messung bedeuten höhere Kosten.

Wenn für die geberlose Identifikation die Klemmenspannungen bekannt sein müssen, sollte eine andere Möglichkeit genutzt werden, diese zu ermitteln. Die Kosten für die Spannungsmesseinrichtung könnten sonst die Einsparungen des Lagesensors kompensieren.

Da Stromrichter nichtlineare Stellglieder sind, kann aus den Aussteuergraden der Halbleiter nicht ohne Weiteres auf die gestellte Spannung geschlossen werden. Schalt- und Verriegelungszeiten, aber auch Abhängigkeiten von Phasenstrom, Zwischenkreisspannung, Halbleitertemperatur und eventuelle Fertigungsstreuungen der Halbleitermodule können die im Mittel einer Pulsperiode

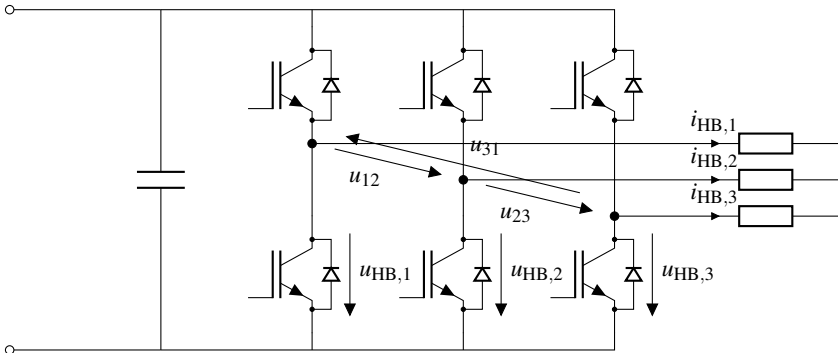


Abbildung 2.12: Schaltbild einer IGBT-Drehstrombrücke mit Zwischenkreiskondensator und Last

gestellten Spannungen beeinflussen. Ziel dieses Abschnittes ist es, ein Wechselrichtermodell herzuleiten, das möglichst einfach zu parametrieren und zu implementieren ist, aber dennoch einen zuverlässigen geberlosen Betrieb ermöglicht. Das Wechselrichtermodell bestimmt die im Mittel der vergangenen Pulsperiode gestellten Strangspannungen aus den Aussteuergraden der Halbbrücken und den Messwerten der Zwischenkreisspannung und der Phasenströme. Es existieren auch Stromrichtermodelle, die mithilfe eines Strombeobachters die Aussteuergrade so anpassen, dass die Spannung der folgenden Pulsperiode im Mittel der gewünschten Sollspannung entspricht [47]. Diese Art von Stromrichtermodell wird hier nicht betrachtet.

Um den Mittelwert der Strangspannungen der vergangenen Pulsperiode zu kennen, müssen zunächst die Spannungen der einzelnen Halbbrücken über den Verlauf einer Pulsperiode hinweg ermittelt werden. Mit der zeitlichen Dauer der jeweiligen Schaltzustände multipliziert sind die resultierenden Spannungs-Zeit-Flächen bekannt. Die aufsummierten Spannungs-Zeit-Flächen einer Taktperiode können dann durch die Pulsperiodendauer T_A dividiert werden und ergeben die im zeitlichen Mittel gestellten Ausgangsspannungen der Halbbrücken. Im Folgenden werden die wesentlichen nichtlinearen Effekte beschrieben, die sich auf die Ausgangsspannung auswirken und es wird aufgezeigt, wie der Periodenmittelwert der Spannungen bestimmt wird.

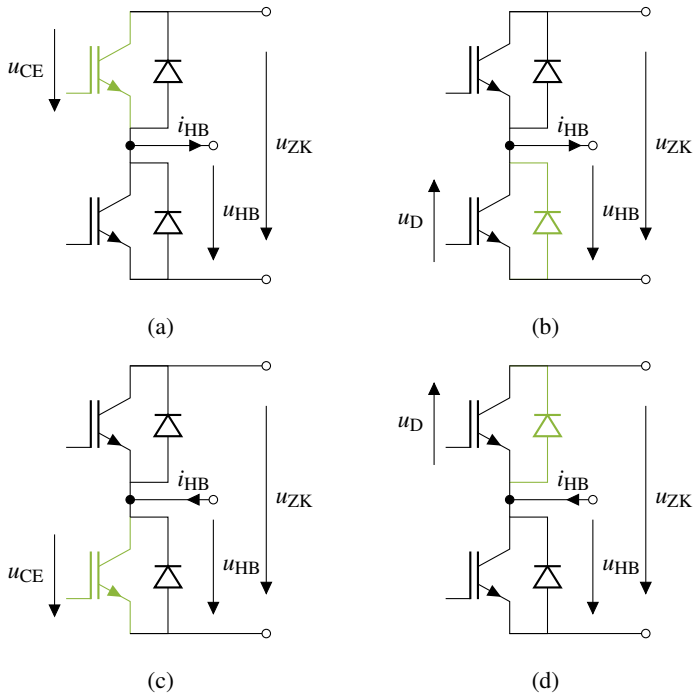


Abbildung 2.13: Die vier möglichen Kombinationen aus Ausgangsstromrichtung und Schaltzustand einer Halbbrücke. Grün markierte Bauelemente sind jeweils leitend.

	IGBT oben	IGBT unten	$\text{sign}(i_{HB})$	u_{HB}
Abb. 2.13 (a)	an	aus	1	$u_{ZK} - u_{CE}$
Abb. 2.13 (b)	aus	egal	1	$-u_D$
Abb. 2.13 (c)	aus	an	-1	u_{CE}
Abb. 2.13 (d)	egal	aus	-1	$u_{ZK} + u_D$

Tabelle 2.1: Ausgangsspannung einer Halbbrücke für die möglichen Kombinationen aus Ausgangsstromrichtung und Schaltzustand, gemäß Abb. 2.13

Durchlassspannung

Aufgrund der Natur des Ladungsträgertransports im Halbleiter steigt die Durchlassspannung stark nichtlinear mit der Stromstärke. Grundsätzlich werden für Leistungshalbleiter niedrige Werte der Durchlassspannung angestrebt, da diese maßgeblich für die Durchlassverluste ist. Dennoch kann bereits bei geringen Strömen ein Spannungsabfall von mehreren Volt auftreten, weil immer zwei in Reihe geschaltete Halbleiter an der Bildung der verketteten Spannung beteiligt sind.

Bei idealen Schaltern liegen die Mittelpunkte der einzelnen Halbbrücken entweder auf positivem oder negativem Zwischenkreispotenzial. Die tatsächliche Spannung unterscheidet sich um den Betrag der Durchlassspannung, wie in Abb. 2.13 dargestellt.

Die Durchlassspannungskennlinien von IGBT und antiparalleler Diode unterscheiden sich. Deshalb muss zur Bestimmung der Durchlassspannung nicht nur die Stromstärke, sondern auch das Vorzeichen bekannt sein.

Zur Bestimmung der Durchlassspannungen können die Datenblattangaben des Halbleiterherstellers genutzt werden (vgl. Abb. 2.14). Alternativ können die Werte auch durch Vermessung ermittelt werden, was zu genaueren Ergebnissen führen kann [17, 48].

Für die Spannungs-Zeit-Fläche der Ausgangsspannung einer Halbbrücke in einer Pulsperiode unter Berücksichtigung der Durchlassspannung ergibt sich nach Tabelle 2.1:

$$u_{\text{HB,d}} \cdot (t_o + t_u) = \begin{cases} (u_{\text{ZK}} - u_{\text{CE}}) \cdot t_o - u_{\text{D}} \cdot t_u, & \text{sign}(i_{\text{HB}}) = 1 \\ (u_{\text{ZK}} + u_{\text{D}}) \cdot t_o + u_{\text{CE}} \cdot t_u, & \text{sign}(i_{\text{HB}}) = -1 \end{cases} \quad (2.43)$$

Dabei bezeichnet t_o die Einschaltdauer des oberen IGBT, t_u diejenige des unteren.

Bei einem Vorzeichenwechsel des Stroms gelten beide Bedingungen in Gleichung (2.43) jeweils zeitlich anteilig.

Verriegelungszeit

Wenn in einer Halbbrücke ein Schalter ein- und der andere ausgeschaltet werden soll, muss zwischen den Schaltvorgängen die Verriegelungszeit abgewartet werden. Das Abschalten eines Leistungshalbleiters erfolgt nicht unverzüglich. Das Einschalten des zweiten Schalters innerhalb dieser Abschaltzeit würde zu einem Brückenkurzschluss und damit potenziell zur Zerstörung der Halbleiter führen.

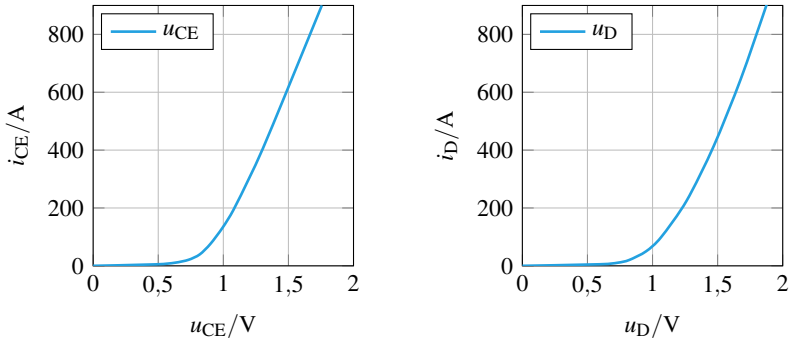


Abbildung 2.14: Kennlinien der stromabhängigen Durchlassspannung eines IGBT und der zugehörigen antiparallelen Diode bei Raumtemperatur (aus Datenblatt *Infineon FF900R12IE4* [D1])

Während der Verriegelungszeit kommutiert der Ausgangsstrom auf die Freilaufdioden und es ergibt sich der Schaltzustand aus Abb. 2.13 (b) bzw. Abb. 2.13 (d). Die Ausgangsspannung der Halbbrücke hängt also vom Vorzeichen des Ausgangsstroms ab. Sie kann dabei um den Betrag der Zwischenkreisspannung vom eigentlichen Sollwert abweichen (vgl. Abb. 2.15). Die Verriegelungszeit kann üblicherweise bis zu 4 % der Periodendauer betragen und führt ohne Kompensation zu einer großen Abweichung der im Mittel gestellten Spannung von der Sollspannung. Eine Kompensation im Sinne einer Verschiebung der Schaltzeitpunkte ist möglich, wird hier jedoch nicht berücksichtigt. Die Verriegelung ist zweimal pro Pulsperiode erforderlich. Die Spannungs-Zeit-Fläche der Ausgangsspannung während der Verriegelungszeit beträgt:

$$u_{\text{HB},v} \cdot (2 \cdot t_v) = \begin{cases} -2 \cdot u_D \cdot t_v, & \text{sign}(i_{\text{HB}}) = 1 \\ 2 \cdot (u_{\text{ZK}} + u_D) \cdot t_v, & \text{sign}(i_{\text{HB}}) = -1 \\ u_{\text{ZK}} \cdot t_v, & \text{Vorzeichenwechsel} \end{cases} \quad (2.44)$$

Ein vollständiger Stromabbau innerhalb der Verriegelungszeit macht eine Spannungsermittlung unmöglich, da die jeweilige Halbbrückenspannung dann nur von der induzierten Spannung der Maschine abhängt. Zwischen den beiden Verriegelungszeiten einer Pulsperiode kann das Stromvorzeichen wechseln. Wenn der genaue Zeitpunkt des Stromvorzeichenwechsels nicht ermittelbar ist, kann die Spannungs-Zeit-Fläche unterhalb einer bestimmten Stromschwelle auch mit

einem Dreisatz angenähert werden. Dieses Vorgehen wird bei der experimentellen Untersuchung umgesetzt.

Die Verriegelungszeit t_v wird beim Entwurf des Steuersatzes festgelegt und ist bekannt.

Spannungsanstiegs- und Fallzeit

Der Ausgang einer Halbbrücke wechselt zwischen positivem und negativem Zwischenkreispotenzial. Dieser Schaltvorgang findet nicht unverzüglich statt, da Raumladungszonen und parasitäre Kapazitäten umgeladen werden müssen. Während der Umschaltung kann vereinfachend eine lineare Änderung der Spannung angenommen werden. Die Abweichung der Spannung gegenüber den erwarteten Werten kann zu einem Spannungs-Zeit-Flächenfehler integriert werden. Dieser Fehler kann dann zur erwarteten Fläche addiert werden.

Wenn Anstiegs- und Abfallzeit als identisch angenommen werden, so kompensieren sich die Spannungs-Zeit-Flächenfehler der beiden Umschaltungen. Im allgemeinen Fall unterschiedlicher Anstiegs- und Abfallzeiten ergibt sich der Fehler zu:

$$u_{HB,s} \cdot (t_{s,an} + t_{s,aus}) = \frac{1}{2} \cdot (u_{ZK} - u_{CE} + u_D) \cdot (t_{s,an} - t_{s,aus}) \quad (2.45)$$

Die Dauer des Umschaltvorgangs wird von den parasitären Kapazitäten und Raumladungszonen der Halbleiter und der Gegenspannung der Maschine beeinflusst. Eine korrekte Parametrierung ist deshalb schwierig. Das Spannungintegral während der Umschaltzeiten ist jedoch im Vergleich zur gesamten Spannungs-Zeit-Fläche sehr gering, sodass eine empirische Wahl der Schaltzeit bereits gute Ergebnisse liefert. Ein Umschaltvorgang der Spannung dauert in der Regel einige hundert Nanosekunden – im Gegensatz zum Kommutierungsvorgang des Stroms, welcher der Grund für die vergleichsweise lange Verriegelungszeit ist.

Berechnung der tatsächlich gestellten Spannung

Abb. 2.15 zeigt das Schaltverhalten einer IGBT-Halbbrücke unter verschiedenen Bedingungen mit den entsprechenden Zeitdauern der oben beschriebenen Zustände. Die Einschaltzeiten der IGBTs einer Halbbrücke können aus den jeweiligen Aussteuergraden und der Verriegelungszeit berechnet werden:

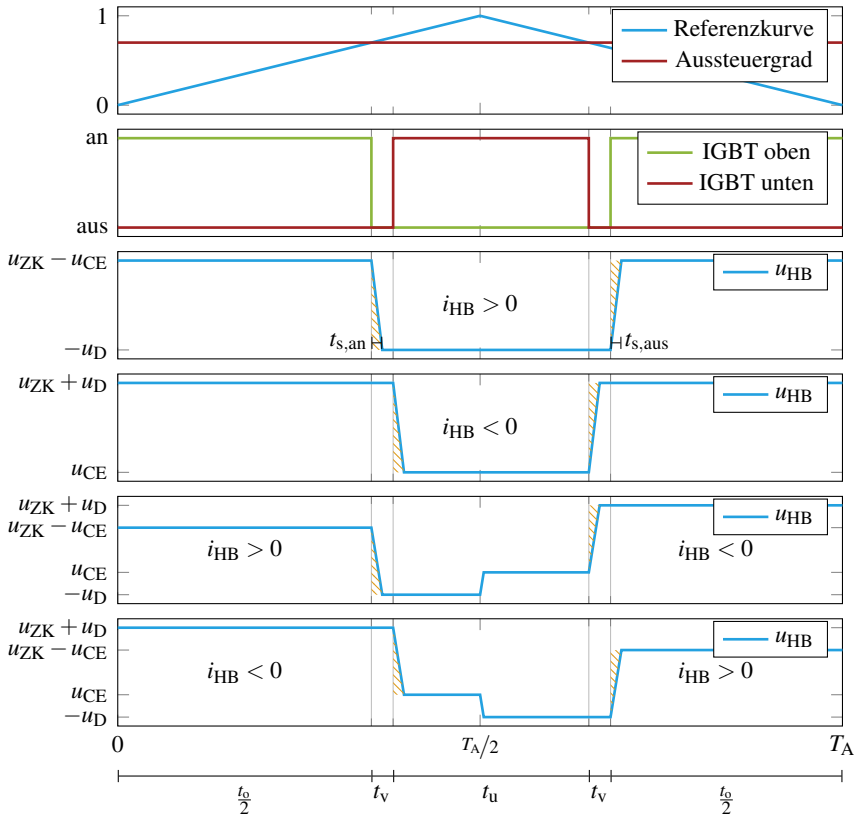


Abbildung 2.15: Modelliertes Schaltverhalten einer IGBT-Halbbrücke bei positivem und negativem Strom sowie einem Vorzeichenwechsel nach $T_A/2$. Die orange schraffierten Flächen stellen den Spannungs-Zeit-Flächenfehler während der Spannungsumschaltung dar. Die Schaltzeitpunkte werden mit dem Referenzkurvenverfahren bestimmt.

$$t_o = a_{HB} \cdot T_A - t_v \quad (2.46)$$

$$t_u = (1 - a_{HB}) \cdot T_A - t_v \quad (2.47)$$

Die berechneten Spannungs-Zeit-Flächen werden aufsummiert und durch die Pulsperiodendauer dividiert, um die mittlere Ausgangsspannung einer Halbbrücke zu erhalten.

$$u_{HB} = \frac{1}{T_A} \cdot \left(u_{HB,d} \cdot (t_o + t_u) + u_{HB,v} \cdot (2 \cdot t_v) + u_{HB,s} \cdot (t_{s,an} + t_{s,aus}) \right) \quad (2.48)$$

Dies erfolgt für alle drei Halbbrückenspannungen $u_{HB,1}$, $u_{HB,2}$ und $u_{HB,3}$. Daraus können die mittleren verketteten Spannungen und die Strangspannungen der Maschine berechnet werden.

$$u_{12} = u_{HB,1} - u_{HB,2} \quad u_{23} = u_{HB,2} - u_{HB,3} \quad u_{31} = u_{HB,3} - u_{HB,1} \quad (2.49)$$

$$u_1 = u_{HB,1} - u_0 \quad u_2 = u_{HB,2} - u_0 \quad u_3 = u_{HB,3} - u_0 \quad (2.50)$$

u_0 ist dabei die Gleichtaktkomponente der Halbbrückenspannungen.

$$u_0 = \frac{1}{3} \cdot (u_{HB,1} + u_{HB,2} + u_{HB,3}) \quad (2.51)$$

Das vorgestellte Wechselrichtermodell bildet die gestellten Spannungsverläufe vereinfacht ab. Einflüsse der Chip-Temperatur und die realen dynamischen Verläufe der Spannungen werden ebenso wie eine mögliche Fertigungsstreuung vernachlässigt. Es wird im weiteren Verlauf gezeigt, dass bereits ein solches vereinfachtes und leicht parametrierbares Modell ausreicht, um einen geberlosen Betrieb ohne zusätzliche Spannungsmessung zu ermöglichen.

2.3 Zeitdiskretisierung

Eine Zeitdiskretisierung der Modellgleichungen ist notwendig, denn sie sollen auf einem Digitalrechner ausgewertet werden. Eine Nutzung der Gleichungen für die Maschinenregelung oder geberlose Identifikation ist nur dann auf einem Rechner möglich, wenn ihre Lösungen mit endlich vielen Rechenoperationen bestimmt werden können [49]. Auch aufgrund des taktenden Betriebs des Wech-

selrichters müssen die Aussteuergrade zu diskreten Zeitpunkten bereitgestellt werden. Üblicherweise erfolgt dies zu Beginn einer Pulsperiode der Dauer T_A . Innerhalb einer Periode wird jeder Halbleiterschalter zweimal umgeschaltet. T_A wird aus der Taktfrequenz der Halbleiter f_T berechnet.

$$T_A = \frac{1}{f_T} \quad (2.52)$$

Die für die Modellgleichungen wichtigsten Messgrößen, die Phasenströme und Zwischenkreisspannung, können entweder als Mittelwerte \bar{x}_k über eine Taktperiode oder als Momentanwerte x_k im Freilauf zu Beginn einer Taktperiode erfasst werden. Die Periode k beginnt dabei zum Zeitpunkt t_k und endet zum Zeitpunkt $t_{k+1} = t_k + T_A$. Die Indizes k und $k + 1$ werden im Folgenden auch genutzt, um Messwerte zum entsprechenden Zeitpunkt zu bezeichnen. Im Fall von Periodenmittelwerten deutet der Index k an, dass es sich um den Periodenmittelwert der Periode k handelt.

Bei den Spannungsgleichungen der Maschine ist jeweils der Spannungsmittelwert einer Abtastperiode von Interesse. Aus der allgemeinen Modellierung der PMSM in Gleichung (2.34) ergibt sich dann für eine Periode:

$$\begin{pmatrix} \bar{u}_{d,k} \\ \bar{u}_{q,k} \end{pmatrix} = \frac{1}{T_A} \int_{t_k}^{t_{k+1}} \mathbf{R}_{dq} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{pmatrix} \cdot \omega dt \quad (2.53)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{T_A} \int_{t_k}^{t_{k+1}} \mathbf{R}_{dq} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{pmatrix} \cdot \omega dt \\ &+ \frac{1}{T_A} \cdot \begin{pmatrix} \psi_{d t_{k+1}} - \psi_{d t_k} \\ \psi_{q t_{k+1}} - \psi_{q t_k} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.54)$$

Das Integral kann mithilfe der Trapezregel numerisch angenähert werden [49].

$$\int_t^{t+T_A} x dt = \frac{T_A}{2} \cdot (x_k + x_{k+1}) \quad (2.55)$$

Daraus ergeben sich dann die zeitdiskreten Modellgleichungen der PMSM:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \bar{i}_{d,k} \\ \bar{i}_{q,k} \end{pmatrix} &= \frac{1}{2} \cdot \mathbf{R}_{dq} \cdot \begin{pmatrix} i_{d,k+1} + i_{d,k} \\ i_{q,k+1} + i_{q,k} \end{pmatrix} + \frac{1}{T_A} \begin{pmatrix} \psi_{d,k+1} - \psi_{d,k} \\ \psi_{q,k+1} - \psi_{q,k} \end{pmatrix} \\ &+ \begin{pmatrix} -\psi_{q,k+1} \\ \psi_{d,k+1} \end{pmatrix} \cdot \frac{\omega_{k+1}}{2} + \begin{pmatrix} -\psi_{q,k} \\ \psi_{d,k} \end{pmatrix} \cdot \frac{\omega_k}{2} \end{aligned} \quad (2.56)$$

Das Wechselrichtermodell aus Abschnitt 2.2.4 ergibt bereits den Periodenmittelwert und kann mit Grundrechenarten berechnet werden. Eine Zeitdiskretisierung erfolgt hier durch die Bestimmung der Durchlassspannungen mit dem Periodenmittelwert der Halbbrückenströme

$$\bar{i}_{HB,k} = \frac{1}{2} (i_{HB,k+1} + i_{HB,k}) \quad (2.57)$$

Im Falle eines Vorzeichenwechsels kann die Aufteilung der Vorzeichen auf die Taktperiode mit den Strommomentanwerten am Anfang und Ende der Taktperiode approximiert werden.

$$\frac{i_{i>0}}{T_A} = \begin{cases} \frac{i_{HB,k}}{t_{HB,k} + t_{HB,k+1}}, & i_{HB,k} > 0 \wedge i_{HB,k+1} < 0 \\ \frac{i_{HB,k+1}}{t_{HB,k} + t_{HB,k+1}}, & i_{HB,k} < 0 \wedge i_{HB,k+1} > 0 \end{cases} \quad (2.58)$$

Damit liegen alle Modellgleichungen in zeitdiskreter Form vor und können auf einem digitalen Rechenkern ausgewertet werden.

3

Geberlose Lage- und Drehzahlidentifikation

Nachfolgend wird ein Verfahren zur geberlosen Lage- und Drehzahlidentifikation von permanentmagneterregten Synchronmaschinen vorgestellt. Das Verfahren setzt neben der vorgestellten Modellkenntnis eine Erfassung der Phasenströme sowie -spannungen voraus.

Das Verfahren erlaubt eine zuverlässige Identifikation aus den zur Verfügung stehenden Messwerten und berücksichtigt alle von der zugrundeliegenden Modellbildung beschriebenen Effekte wie magnetische Nichtlinearitäten, Rotorlage- und Drehzahlabhängigkeiten der Flussverkettungen. Zudem bleibt das Verfahren auch bei dynamischen Vorgängen stabil.

Die Rotorlage und -drehzahl wird dabei bestimmt, indem ein nichtlineares Gleichungssystem gelöst wird. Um eine Lösung auf einem Echtzeit-Rechensystem zu ermöglichen, wird ein echtzeitfähiger, numerischer Suchalgorithmus beschrieben, welcher die Identifikation effizient auf einem Rechenkern und innerhalb einer Regelzeitperiode durchführen kann.

Da die Zuordnung von elektrischen Größen zur Rotorlage stets Mehrdeutigkeiten aufweist, müssen geberlose Verfahren nach dem Einschalten des Antriebssystems initialisiert werden. Auch eine Fehlidentifikation während des Betriebs kann eine Re-Initialisierung erforderlich machen. Es werden Initialisierungsmethoden vorgestellt, welche schnell und zuverlässig bei stillstehender oder drehender Maschine funktionieren.

3.1 Modellgestützte Identifikation

Das vorgestellte Verfahren nutzt die Modellkenntnis der PMSM, um aus den Messwerten von Strangstrom und Strangspannung auf die Rotorlage und -drehzahl zu schließen. Die Identifikation stellt dabei die Lösung eines nichtlinearen Gleichungssystem dar. Das Gleichungssystem wird im folgenden Abschnitt hergeleitet.

Die Terme und Variablen werden im Folgenden farblich gekennzeichnet. Bei grün markierten Variablen handelt es sich um **physikalische Größen**, die im Betrieb des Systems gemessen oder anderweitig ermittelt werden. Blau kennzeichnet **Modellparameter**, die aus der Maschinenvermessung oder anderen Quellen bekannt sind. Die **gesuchten Größen** sind rot markiert.

Die Identifikation wird zunächst für den Fall einer magnetisch linearen Maschine vorgestellt und später für den Fall der sättigenden und oberwellenbehafteten PMSM erweitert.

3.1.1 Stationärer Betrieb bei linearem elektromagnetischem Verhalten

Bei bekannten Strömen i_α und i_β kann Gleichung (2.24) als Funktion von γ und ω für den stationären Betrieb formuliert werden.

$$\begin{aligned} \vec{u}_{dq, \text{Modell}}(\gamma, \omega) &= \mathbf{R}_{dq} \cdot \mathbf{T}_{dq}(\gamma) \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \\ &+ \omega \cdot \begin{pmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{pmatrix} \cdot \mathbf{T}_{dq}(\gamma) \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \\ &+ \omega \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ \Psi_{PM} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Es können also die Spannungen berechnet werden, welche bei einem gemessenen Phasenstrom bei beliebiger Drehzahl und beliebigem Rotorlagewinkel gemäß Maschinenmodell zu erwarten sind.

Weiterhin ist es möglich, die tatsächlichen Strangspannungen $\vec{u}_{\alpha\beta}$ der Maschine in einem bestimmten Betriebspunkt zu ermitteln. Dies kann entweder über eine Spannungsmessung erfolgen oder über ein Stromrichtermodell, welches abhängig von Aussteuergrad und Phasenstrom die entsprechenden Spannungen liefert

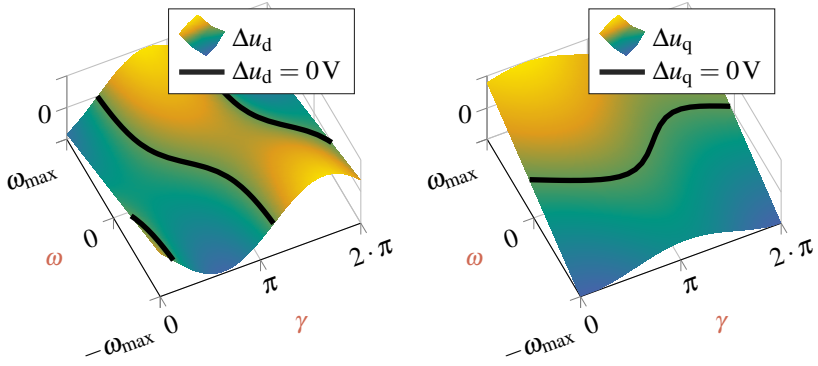


Abbildung 3.1: Dreidimensionale Darstellung der Komponenten der Identifikationsfunktion in einem bestimmten Betriebspunkt. Die schwarzen Höhenlinien zeigen die Werte an, für welche die jeweiligen Modellspannungskomponenten mit den Messspannungskomponenten übereinstimmen.

(vgl. Abschnitt 2.2.4). Diese Spannungen können ebenfalls in das rotorfeste Koordinatensystem transformiert werden.

$$\vec{u}_{dq,\text{Messung}}(\gamma, \omega) = \mathbf{T}_{dq}(\gamma) \cdot \vec{u}_{\alpha\beta} \quad (3.2)$$

Schließlich können die Modellspannungen $\vec{u}_{dq,\text{Modell}}(\gamma, \omega)$ und die gemessenen und transformierten Spannungen $\vec{u}_{dq,\text{Messung}}(\gamma, \omega)$ verglichen werden. Werte von γ und ω , für welche beide Spannungsraumzeiger identisch sind, können potenziell die zum untersuchten Zeitpunkt gültigen Werte von Rotorlage und -drehzahl darstellen.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \Delta u_d(\gamma, \omega) \\ \Delta u_q(\gamma, \omega) \end{pmatrix} &= \Delta \vec{u}_{dq}(\gamma, \omega) \\ &= \vec{u}_{dq,\text{Modell}}(\gamma, \omega) - \vec{u}_{dq,\text{Messung}}(\gamma, \omega) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Gleichung (3.3) ist die Identifikationsfunktion und kann wie in Abb. 3.1 grafisch dargestellt werden. Wenn die korrekten Werte des Lagewinkels und der Drehzahl eingesetzt werden, muss die folgende Bedingung erfüllt sein:

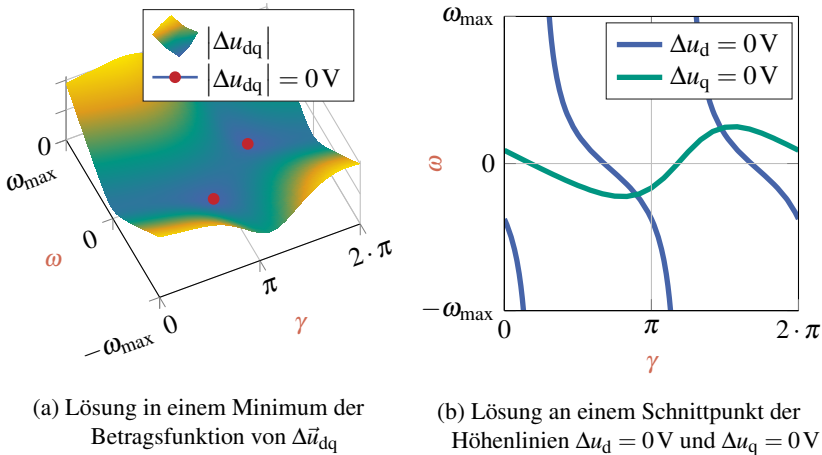


Abbildung 3.2: Grafische Veranschaulichung der Lösungen der Identifikationsfunktion

$$\Delta \vec{u}_{dq}(\gamma, \omega) \stackrel{!}{=} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Damit handelt es sich um ein nichtlineares Gleichungssystem mit zwei Gleichungen und zwei Unbekannten. Gleichung (3.4) wird als Identifikationsgleichung bezeichnet. Aufgrund der Nichtlinearität kann allerdings keine geschlossene Lösung angegeben werden. Somit ist die eindeutige Lösung dieses Gleichungssystems das Ziel des vorgestellten Identifikationsverfahrens. Die korrekte Lösung liefert die aktuell gültigen Werte des Rotorlagewinkels und der Drehzahl.

Trotz der Schwierigkeit einer analytischen Lösung ist eine einfache grafische Veranschaulichung möglich. Da die Identifikationsfunktion selbst als Spannungsraumzeiger betrachtet werden kann, kann die Lösung dort gefunden werden, wo der Zeiger die Länge null aufweist, da dort die Modellspannung und die gemessene Spannung übereinstimmen. Dies ist in Abb. 3.2 (a) dargestellt.

Weiterhin können die in Abb. 3.1 eingezeichneten 0V-Höhenlinien genutzt werden. An den Punkten, an welchen sich die Höhenlinien der beiden Spannungs-komponenten schneiden, stimmen ebenfalls Modell- und Messspannung exakt überein. Die Schnittpunkte in Abb. 3.2 (b) sind also mögliche Lösungen des Systems.

Wie bereits erwähnt, kann aus den elektrischen Messgrößen einer PMSM nie eindeutig auf die aktuelle Rotorlage und -drehzahl geschlossen werden. Die Doppeldeutigkeit, welche sich auch in Abb. 3.2 in Form zweier Lösungen verdeutlicht, muss zu Beginn des Betriebs durch eine geeignete Initialisierung aufgelöst werden. Im Betrieb können dann üblicherweise bestimmte Annahmen getroffen werden, welche eine Identifikation der falschen Lösung vermeiden:

- Die Drehzahl der falschen Lösung hat bei drehender Maschine das umgekehrte Vorzeichen der korrekten Lösung. Da die Drehzahl aufgrund der Massenträgheit nicht innerhalb einer Regelzeitperiode invertiert werden kann, kann hier eine Plausibilitätsprüfung erfolgen.
- Bei geringen Drehzahlen und im Stillstand befindet sich die falsche Lösung aufgrund der Doppeldeutigkeit der magnetischen Anisotropie um etwa 180° zur korrekten versetzt. Da bei geringen Drehzahlen der Winkel nicht innerhalb einer Regelzeitperiode um 180° springen kann, kann auch hier die Plausibilität der Lösung im Vergleich zum vorangehenden Abtastschritt geprüft werden.

3.1.2 Betrieb bei geringen Drehzahlen und im Stillstand sowie dynamischer Betrieb

Eine große Herausforderung für den lagegeberlosen Betrieb sind geringe Drehzahlen und insbesondere der Stillstand des Rotors. Wie man in Gleichung (3.1) erkennt, werden alle zur Lageidentifikation nutzbaren Spannungsterme mit sinkendem ω immer kleiner. Es bleibt schließlich nur noch der ohmsche Spannungsanteil übrig. Dieser kann jedoch nicht zur Lageidentifikation genutzt werden, da er nicht von der Rotorlage abhängt.

Das Gleichungssystem wird damit überbestimmt und es existieren unendlich viele Lösungen. Die in Abb. 3.3 (a) dargestellten Höhenlinien überlagern sich und es existiert kein Schnittpunkt der Linien.

Neben der rotatorisch induzierten Spannung kann allerdings auch eine vorhandene magnetische Anisotropie der Maschine eine Identifikation ermöglichen. Durch die Anisotropie tritt eine Rotorlageabhängigkeit der Stranginduktivitäten auf. Somit kann durch eine indirekte Vermessung der Induktivitäten auf die Rotorlage geschlossen werden.

Das hier vorgestellte Verfahren erlaubt die Auswertung der Anisotropie durch die Berücksichtigung der dynamischen Terme des Maschinenmodells. Die Vermessung der Induktivitäten ist dann bei Stromänderungen implizit enthalten. Die zusätzliche Überlagerung von rotatorisch induzierten Spannungskomponenten

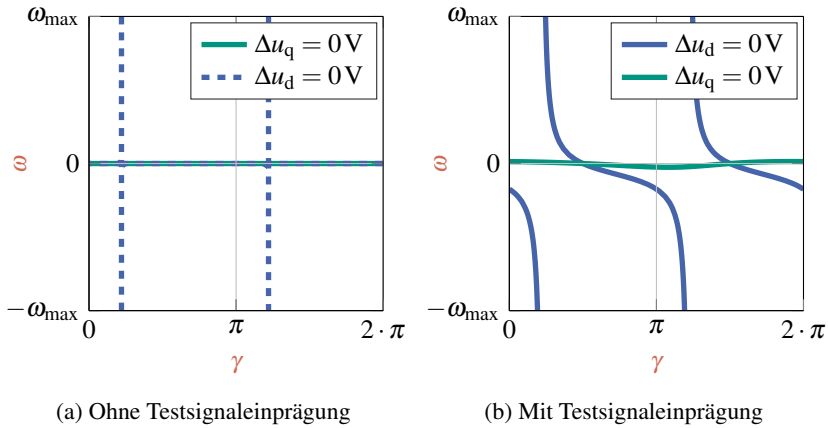


Abbildung 3.3: 0V-Höhenlinien der Identifikationsfunktion im Stillstand der Maschine

bei kleinen Drehzahlen wird dabei weiterhin berücksichtigt. Damit ist es möglich, das Verfahren bei allen Drehzahlen einzusetzen. Viele bekannte Ansätze erfordern eine Umschaltung des Auswerteverfahrens zwischen geringen Drehzahlen und hohen Drehzahlen.

Gleichung (3.1) gilt bei Nutzung aller Terme aus Gleichung (2.24) auch bei Verlassen des quasistationären Betriebs:

$$\begin{aligned}
 \vec{u}_{dq, \text{Modell}}(\gamma, \omega) &= \mathbf{R}_{dq} \cdot \mathbf{T}_{dq}(\gamma) \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \\
 &+ \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \left(\mathbf{T}_{dq}(\gamma) \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \right) \\
 &+ \omega \cdot \begin{pmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{pmatrix} \cdot \mathbf{T}_{dq}(\gamma) \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \\
 &+ \omega \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ \Psi_{PM} \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Die Erweiterung erlaubt somit nicht nur die Identifikation bei Ausbleiben der rotorisch induzierten Spannung, sondern auch die korrekte Identifikation im dynamischen Betrieb bei niedrigen und hohen Drehzahlen.

Die gleichzeitige Identifikation von Rotorlage und -drehzahl stellt einen wichtigen Vorteil des Verfahrens dar. Es muss keine Ableitung des Lagewinkels berechnet werden, was gerade bei digitaler Signalverarbeitung und insbesondere bei kleinen Drehzahlen erhöhten Filteraufwand erfordern würde. Wenn jedoch eine Ableitung des Lagewinkels berechnet und als Drehzahlwert genutzt werden kann, so entsteht eine Redundanz, die eine Plausibilitätsprüfung des Identifikationsergebnisses erlaubt. Wenn die Ableitung des Winkels und die identifizierte Drehzahl voneinander abweichen, so ist das Ergebnis unzuverlässig.

Bei zusätzlicher Einprägung eines Testsignals können wieder diskrete Lösungen des Gleichungssystems gefunden werden (siehe Abb. 3.3 (b)). Die Form der Testsignale ist hierbei zunächst beliebig, solange während jeder Regelzeitperiode eine Änderung der d- oder q-Stromkomponente auftritt. Dennoch hat die Form einen direkten Einfluss auf die Güte und Zuverlässigkeit der Identifikation. In einem ungünstigen Fall, kann eine Lösung weiterhin schwierig sein, wie in Abb. 3.4 (a). Die Optimierung der Testsignaleinprägung wird in Kapitel 4 betrachtet.

Weiterhin ist eine Identifikation im Stillstand der Maschine nur dann möglich, wenn eine ausgeprägte magnetische Anisotropie vorhanden ist. In Abb. 3.4 (b) sind beispielsweise die 0 V-Höhenlinien für ein Verhältnis der Induktivitäten von $L_q/L_d = 1,05$ dargestellt. Die Höhenlinien schneiden sich in einem extrem spitzen Winkel. Die Ermittlung des genauen Schnittpunkts ist in einem realen System kaum möglich, da noch Messfehler der elektrischen Größen zu erwarten sind. Bei einer perfekt isotropen Maschine würden Testsignale keine Auswirkungen haben, das Ergebnis wäre äquivalent zu Abb. 3.3 (a).

3.1.3 Bewertung der geberlosen Identifikation

Eine funktionsfähige geberlose Identifikation ist die Voraussetzung für den geregelten Betrieb einer PMSM ohne Drehgeber. In einer tatsächlichen Anwendung muss aber auch sichergestellt sein, dass die Identifikation unter den vorhersehbaren Einsatzbedingungen nicht versagt. Wenn ein Geber eingesetzt wird, kann die sogenannte funktionale Sicherheit gewährleistet werden, indem die Ausfallwahrscheinlichkeiten und zu erwartenden Fehler in umfassenden Test- und Messreihen untersucht und bewertet werden. Im Fall der geberlosen Identifikation können solche Aussagen zunächst nur für die eingesetzten Strom- und Spannungserfassungen getroffen werden.

Die Zuverlässigkeit und Güte der geberlosen Identifikation hängt aber nicht nur von der Genauigkeit der Strom- und Spannungserfassung ab, sondern auch vom elektromagnetischen Verhalten der Maschine selbst. Deshalb könnten umfas-

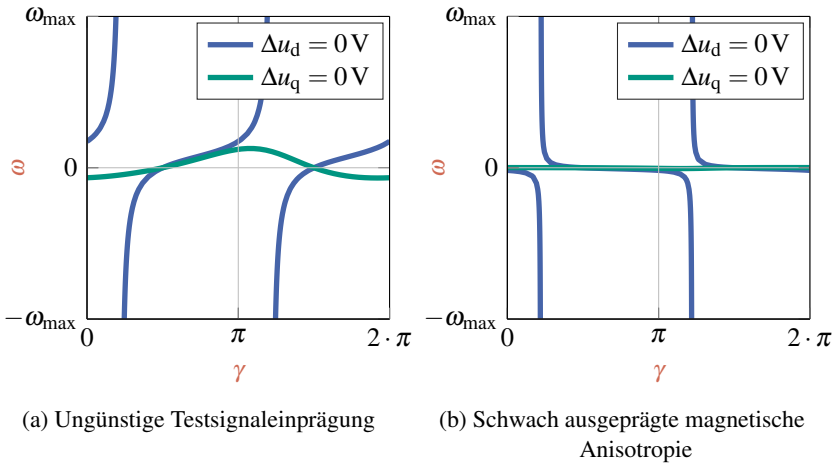


Abbildung 3.4: 0V-Höhenlinien der Identifikationsfunktion bei ungünstigen Randbedingungen

sende Messreihen erst mit einem fertigen Prototypen der Maschine erfolgen. Da ein solches Vorgehen sehr kostspielig wäre, sollte es bereits in der Planungsphase des Antriebs möglich sein, die geberlose Identifikation zu bewerten. Auch während des Betriebs sollte die Möglichkeit bestehen, die Zuverlässigkeit der identifizierten Werte über eine wohldefinierte Kennzahl zu bewerten und auch die Höhe der möglichen Abweichung von den tatsächlichen Werten abzuschätzen. Im Falle einer unzuverlässigen Identifikation könnten dann weitere Maßnahmen ergriffen werden, um einen sicheren Betriebszustand zu erreichen. Das vorgestellte Identifikationsverfahren bietet anschauliche Bewertungsmöglichkeiten. Die Identifikationsfunktion kann hierbei direkt genutzt werden, um Aussagen über die Zuverlässigkeit zu treffen. Als Zuverlässigkeit ist hierbei nicht eine Ausfallwahrscheinlichkeit der Identifikation gemeint, da diese direkt mit der Ausfallwahrscheinlichkeit der verbleibenden Messeinrichtungen zusammenhängt. Vielmehr ist sie die Empfindlichkeit der Identifikation gegenüber Mess- und Modellfehlern.

Gradient der Identifikationsfunktion und Schnittwinkel der 0 V-Höhenlinien

Wenn die Strangspannung fehlerhaft erfasst wird, oder die berechnete Modellspannung nicht korrekt ist, beispielsweise aufgrund von Strommessfehlern oder falschen Parametern, so ist auch die Identifikationsfunktion fehlerhaft. Die falsche Funktion kann dann formuliert werden als Summe der korrekten Funktion und einer Fehlspannungskomponente.

$$\widetilde{\Delta u_{dq}}(\gamma, \omega) = \Delta u_{dq}(\gamma, \omega) + \vec{u}_{dq, \text{Fehler}} \quad (3.6)$$

Die Komponenten der Identifikationsfunktion werden somit um den in der jeweiligen Regelzeitperiode auftretenden Fehler verschoben. Die 0 V-Höhenlinien verlaufen jeweils um die Fehlspannungskomponente versetzt. Die Identifikationsgleichung ergibt falsche Lösungen.

Die korrekte Lösung der Identifikationsfunktion befindet sich nun nicht mehr in einem Schnittpunkt der Linien. Stattdessen liegt der Schnittpunkt bei den fehlerhaften Werten $\tilde{\gamma}_e$ und $\tilde{\omega}_e$. Für diese gilt also

$$\widetilde{\Delta u_{dq}}(\tilde{\gamma}, \tilde{\omega}) = \vec{0} \quad (3.7)$$

während für die korrekten Werte gilt

$$\widetilde{\Delta u_{dq}}(\gamma, \omega) = \vec{u}_{dq, \text{Fehler}} \quad (3.8)$$

Wie groß der Einfluss der Fehlspannung auf die Identifikation ist, hängt direkt von den Gradienten der Komponenten der Identifikationsfunktion ab, denn je steiler die Identifikationsfunktion ist, desto geringer ist die Verschiebung der Höhenlinien in γ - und ω -Richtung bei gleicher Fehlspannung.

Bei den Komponenten der Identifikationsfunktion handelt es sich um Skalarfelder. Ihr Gradient wird jeweils mit dem Nabla-Operator gekennzeichnet und ergibt je ein Vektorfeld.

$$\nabla \Delta u_d(\gamma, \omega) = \begin{pmatrix} \frac{\partial \Delta u_d(\gamma, \omega)}{\partial \gamma} \\ \frac{\partial \Delta u_d(\gamma, \omega)}{\partial \omega} \end{pmatrix} \quad \nabla \Delta u_q = \begin{pmatrix} \frac{\partial \Delta u_q(\gamma, \omega)}{\partial \gamma} \\ \frac{\partial \Delta u_q(\gamma, \omega)}{\partial \omega} \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Je größer die Gradienten der Identifikationsfunktion sind, desto größer ist die Spannungsänderung bei gleichbleibender Abweichung von Lagewinkel und

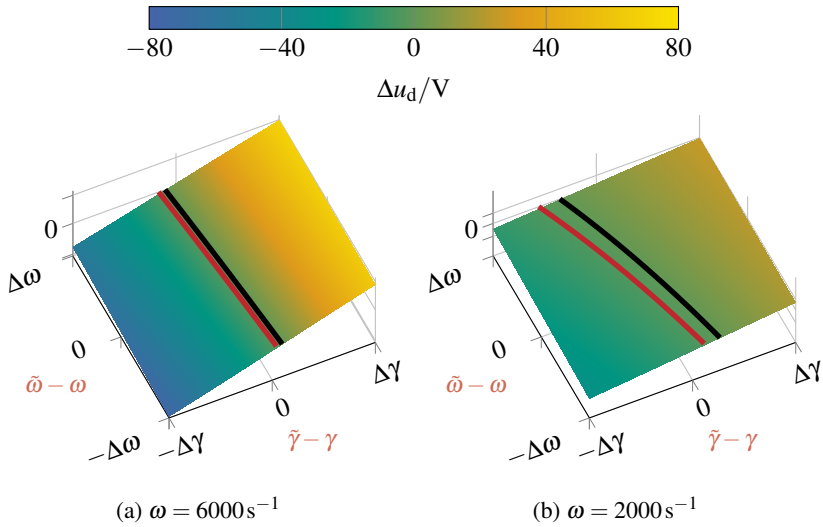


Abbildung 3.5: Die d-Komponente der Identifikationsfunktion einer Beispielmachine in einem Fenster der Seitenlängen $2 \cdot \Delta\gamma = 45^\circ$ und $2 \cdot \Delta\omega = 1000 \text{ s}^{-1}$. Die korrekte Nulllinie ist in Schwarz dargestellt. Die Nulllinie, die sich bei einem Fehler von 4V ergibt in Rot. Der Gradient der d-Komponente ist bei kleineren Drehzahlen kleiner und die Verschiebung der Nulllinie somit bei gleichem Spannungsfehler stärker.

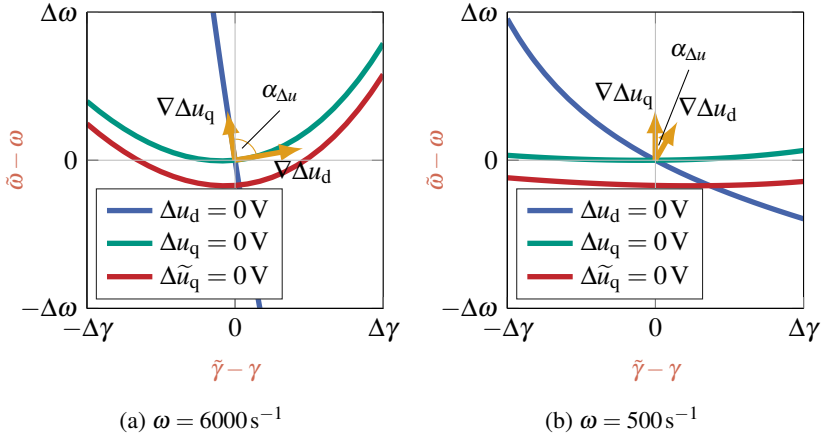


Abbildung 3.6: Die Nulllinien der Identifikationsfunktion einer Beispielmachine in einem Fenster der Seitenlängen $2 \cdot \Delta\gamma = 45^\circ$ und $2 \cdot \Delta\omega = 1000 \text{ s}^{-1}$. Bei einem Fehler der q-Komponente von 4V verschiebt sich die entsprechende Nulllinie und ergibt die rote. Wenn der Winkel $\alpha_{\Delta u}$ zwischen den zwei Gradientenvektoren $\nabla\Delta u_d$ und $\nabla\Delta u_q$ spitz ist und eine der Nulllinien in Richtung des Gradienten verschoben wird, so verschiebt sich der Schnittpunkt stärker als bei einem stumpferen Winkel.

Drehzahl. Umgekehrt bedeutet dies, dass bei gleicher Spannungsabweichung, beispielsweise durch Mess- oder Modellfehler, der Identifikationsfehler geringer wird. Die gleichen Störungen haben also bei „steileren“ Komponenten der Identifikationsfunktion einen geringeren Einfluss auf das Ergebnis der Identifikation, wie es in Abb. 3.5 veranschaulicht wird.

Ein Maß für die Steilheit der Komponentenfunktionen ist die Vektorlänge der Gradientenvektoren.

$$|\nabla\Delta u_d| = \sqrt{\left(\frac{\partial\Delta u_d}{\partial\gamma}\right)^2 + \left(\frac{\partial\Delta u_d}{\partial\omega}\right)^2} \quad (3.10)$$

$$|\nabla\Delta u_q| = \sqrt{\left(\frac{\partial\Delta u_q}{\partial\gamma}\right)^2 + \left(\frac{\partial\Delta u_q}{\partial\omega}\right)^2} \quad (3.11)$$

Neben den Gradienten der Identifikationsfunktion ist auch der Schnittwinkel der 0V-Höhenlinien ein Maß für die Störanfälligkeit der Identifikation. Wenn man die Linien in einem kleinen Bereich um die korrekte Lösung als Geraden annähert, so werden diese durch eine Fehlerspannungskomponente parallel verschoben. Wie in Abb. 3.6 dargestellt, weichen die identifizierten Werte bei einem kleineren Schnittwinkel stärker ab, als bei einem größeren, idealerweise rechten Winkel.

Die Gradienten der Identifikationsfunktion verlaufen senkrecht zu den Höhenlinien. Deshalb kann der Schnittwinkel mithilfe des Skalarprodukts der Gradienten in den Schnittpunkten berechnet werden.

$$\alpha_{\Delta u} = \arccos \left(\frac{\nabla \Delta u_d \bullet \nabla \Delta u_q}{|\nabla \Delta u_d| \cdot |\nabla \Delta u_q|} \right) \quad (3.12)$$

Kennzahl für die Zuverlässigkeit

Eine Kennzahl für die Zuverlässigkeit oder Robustheit der Identifikation muss also sowohl die Gradienten als auch den Schnittwinkel der Höhenlinien berücksichtigen. Damit ist die Determinante der Jacobi-Matrix der Identifikationsfunktion ein geeignetes Maß.

Die Jacobi-Matrix der Identifikationsfunktion wird aus ihren beiden Gradientenvektoren gebildet.

$$\mathcal{J}_{\Delta \vec{u}_{dq}}(\gamma, \omega) = \begin{pmatrix} \frac{\partial \Delta u_d(\gamma, \omega)}{\partial \gamma} & \frac{\partial \Delta u_d(\gamma, \omega)}{\partial \omega} \\ \frac{\partial \Delta u_q(\gamma, \omega)}{\partial \gamma} & \frac{\partial \Delta u_q(\gamma, \omega)}{\partial \omega} \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

Der Betrag ihrer Determinante stellt den Flächeninhalt des Parallelogramms dar, welches von den Vektoren der Gradienten aufgespannt wird, wie in Abb. 3.7 dargestellt. Neben der Steilheit der Identifikationsfunktion wird also auch der Winkel zwischen den Gradienten-Vektoren berücksichtigt, was dem Schnittwinkel der Höhenlinien entspricht.

Als Kennzahl sagt die Determinante aus, wie stark sich die Strangspannungen einer Maschine in einem bestimmten Betriebspunkt von den in einem anderen Betriebspunkt resultierenden Spannungen unterscheiden. Ein Messfehler oder eine Modellungenauigkeit führt zu einer falsch berechneten Strangspannung. Bei betragsmäßig größerer Determinante ist der Identifikationsfehler kleiner,

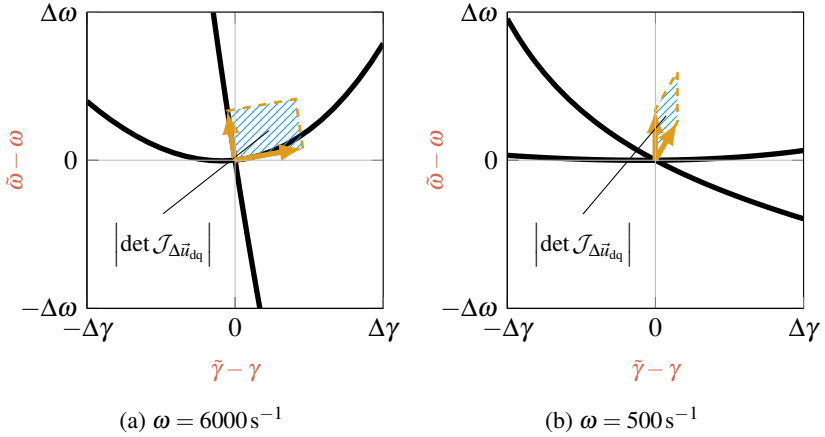


Abbildung 3.7: Veranschaulichung der Determinante der Jacobimatrix in den gleichen Betriebspunkten wie in Abb. 3.6. Der Betrag der Determinante entspricht dem Flächeninhalt des Parallelogramms, das von den zwei Gradientenvektoren aufgespannt wird.

denn der Zusammenhang zwischen Rotorlage und -drehzahl sowie den elektrischen Größen ist dann für die korrekte Lösung eindeutig.

Die Determinante wird folgendermaßen berechnet:

$$\det \mathcal{J}_{\Delta \vec{u}_{dq}} = \frac{\partial \Delta u_d}{\partial \gamma} \cdot \frac{\partial \Delta u_q}{\partial \omega} - \frac{\partial \Delta u_d}{\partial \omega} \cdot \frac{\partial \Delta u_q}{\partial \gamma} \quad (3.14)$$

Unter der Annahme, dass die Gradienten um die korrekte Lösung γ und ω herum konstant bleiben und der Einfluss des Fehlers auf die Jacobi-Matrix vernachlässigbar ist, kann eine Abschätzung des auftretenden Identifikationsfehlers bei einer bestimmten Fehlspannung erfolgen.

$$\begin{pmatrix} \tilde{\gamma} - \gamma \\ \tilde{\omega} - \omega \end{pmatrix} = \frac{1}{\det \mathcal{J}_{\Delta \vec{u}_{dq}}} \cdot \begin{pmatrix} \frac{\partial \Delta u_q}{\partial \omega} & -\frac{\partial \Delta u_d}{\partial \omega} \\ -\frac{\partial \Delta u_q}{\partial \gamma} & \frac{\partial \Delta u_d}{\partial \gamma} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta u_d, \text{Fehler} \\ \Delta u_q, \text{Fehler} \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Ein größerer Betrag der Determinante führt zu einer geringeren Abweichung der Identifikation von den korrekten Werten, wenn eine Störung auftritt. Die gefundene Lösung der Identifikationsgleichung wird eindeutiger.

Die Determinante ist dabei abhängig von den elektromagnetischen Maschinenparametern und kann schon während der Entwurfsphase des Antriebs berücksichtigt werden. Während bei stark nichtlinearen Maschinen eine numerische Ermittlung notwendig ist, um Aussagen zu allen Betriebspunkten treffen zu können, kann für den bisher betrachteten Fall einer magnetisch linearen Maschine ein analytischer Zusammenhang angegeben werden. Dieser zeigt den grundsätzlichen Einfluss der einzelnen Parameter auf die Determinante der Jacobi-Matrix. Im Punkt der korrekten Lösung ergibt sich dann der folgende Wert der Determinante:

$$\begin{aligned} \det \mathcal{J}_{\Delta \vec{u}_{dq}} = & -(\Psi_{PM} + i_d \cdot L_d) \cdot \Psi_{PM} \cdot \omega \\ & + (\Psi_{PM} + i_d \cdot L_d) \cdot \left(\frac{di_q}{dt} - i_d \cdot \omega \right) \cdot (L_d - L_q) \\ & + (i_q \cdot L_q) \cdot \left(\frac{di_d}{dt} + i_q \cdot \omega \right) \cdot (L_d - L_q) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Mit Gleichung (3.16) können Aussagen getroffen werden, die sich mit den bekannten Voraussetzungen für geberlose Identifikation decken, erlauben aber eine genauere Analyse. So wird die Determinante im Stillstand zu Null, wenn die Maschine magnetisch isotrop ist ($L_d = L_q$). Die Identifikation ist dann unmöglich. Wenn die Maschine anisotrop ist, werden Stromänderungen benötigt, damit die Determinante größer wird. Je höher die Drehzahl und damit die induzierte Spannung ist desto zuverlässiger kann identifiziert werden. Die Determinante wird ebenfalls mit steigender Drehzahl größer. Man erkennt hier auch weitere Abhängigkeiten von den Maschinenparametern. So ist beispielsweise eine höhere Permanentmagnetflussverkettung Ψ_{PM} förderlich für die Zuverlässigkeit. Gleichzeitig erkennt man, dass trotz höherer Drehzahl die Determinante auch kleiner werden kann, wenn die Maschine magnetisch anisotrop ist. Generell können sich die Terme in Gleichung (3.16) aufheben.

Die Determinante kann auch für den allgemeinen Fall nichtlinearer Maschinen berechnet, jedoch nicht in analytischer Form dargestellt werden. Dennoch können für verschiedene stationäre und dynamische Betriebspunkte Determinanten-Kennfelder numerisch ermittelt werden, die ein Maß für die Zuverlässigkeit der

geberlosen Identifikation sind. Eine Validierung dieser Aussage erfolgt in Kapitel 5.

Es sind nun zwei entscheidende Möglichkeiten gegeben. Bei Kenntnis der zu erwartenden Mess- und Modellfehler können die maximalen Identifikationsfehler bei einer bestimmten Maschine abgeschätzt werden. Gleichzeitig können Betriebsstrategien entwickelt werden, um im dynamischen Fall die Identifikation zuverlässiger zu machen. Die Stromänderungsraten können genutzt werden, um den Betrag der Determinante zu vergrößern. Letztendlich kann das auch dazu dienen, die bei kleinen Drehzahlen eingprägten Testsignale für eine möglichst zuverlässige Identifikation zu optimieren. Die Optimierung von Testsignalen ist Gegenstand von Kapitel 4.

Die vorgestellte Kennzahl ist eine Möglichkeit, Maschinen im Hinblick auf einen geberlosen Betrieb miteinander zu vergleichen. Die Notwendigkeit vieler Simulationsreihen mit verschiedenen Störeinflüssen entfällt dabei und beschleunigt den Prozess des Maschinendesigns signifikant. Außerdem kann eine gezielte Optimierung der Zuverlässigkeit erfolgen, was zu besserer Kombination mit anderen Designaspekten und letztendlich zu einer Kostenersparnis führt.

Verbleibende Spannungsabweichung

Ein weiteres Maß für die Zuverlässigkeit der gefundenen Lösung ist der letztendliche Wert der Identifikationsfunktion. Eine numerische Lösung der nichtlinearen Identifikationsgleichung kann zu keiner exakten Identifikation führen. Das erneute Einsetzen der gefundenen Lösung in die Identifikationsfunktion ergibt die verbleibende Abweichung von 0V. Je größer diese Abweichung ist, desto höher ist der Identifikationsfehler.

Dieses Maß eignet sich besonders, um eine Online-Bewertung der Identifikation durchzuführen. Es können damit einerseits Fehler erkannt werden, die aus der Nichtlinearität der Funktion resultieren, aber auch ein Divergieren des Lösungsalgorithmus kann erkannt werden.

3.1.4 Zeitdiskrete Identifikation magnetisch nichtlinearer Maschinen

Die Identifikation soll im Betrieb das korrekte elektromagnetische Verhalten der PMSM berücksichtigen, um möglichst exakte Ergebnisse zu liefern. Die Annahme einer magnetisch linearen Maschine ist in vielen Fällen nicht genau genug. Außerdem soll die Identifikation auf einem Echtzeitrechnern ausgeführt werden. Deshalb muss die Identifikationsfunktion mit der allgemeinen,

zeitdiskreten Spannungsgleichung (2.56) äquivalent zu Gleichung (3.3) formuliert werden.

$$\begin{aligned}
 \Delta \vec{u}_{\text{dq}}(\gamma_{k+1}, \omega_{k+1}) &= \frac{1}{2} \cdot \mathbf{R}_{\text{dq}} \cdot \mathbf{T}_{\text{dq}}(\gamma_{k+1}) \cdot \begin{pmatrix} i_{\alpha, k+1} \\ i_{\beta, k+1} \end{pmatrix} \\
 &+ \frac{1}{2} \cdot \mathbf{R}_{\text{dq}} \cdot \mathbf{T}_{\text{dq}}(\gamma_{k+1} - \omega_{k+1} \cdot T_A) \cdot \begin{pmatrix} i_{\alpha, k} \\ i_{\beta, k} \end{pmatrix} \\
 &+ \frac{1}{T_A} \begin{pmatrix} \psi_{\text{d}, k+1} - \psi_{\text{d}, k} \\ \psi_{\text{q}, k+1} - \psi_{\text{q}, k} \end{pmatrix} \\
 &+ \begin{pmatrix} -\psi_{\text{q}, k+1} \\ \psi_{\text{d}, k+1} \end{pmatrix} \cdot \frac{\omega_{k+1}}{2} + \begin{pmatrix} -\psi_{\text{q}, k} \\ \psi_{\text{d}, k} \end{pmatrix} \cdot \frac{\omega_k}{2} \\
 &- \mathbf{T}_{\text{dq}} \left(\gamma_{k+1} - \frac{1}{2} \cdot \omega_{k+1} \cdot T_A \right) \cdot \begin{pmatrix} \vec{u}_{\alpha, k} \\ \vec{u}_{\beta, k} \end{pmatrix} \quad (3.17)
 \end{aligned}$$

Dabei werden der Lagewinkel γ_{k+1} und die elektrische Winkelgeschwindigkeit ω_{k+1} am Ende der betrachteten Pulsperiode gesucht. Die Werte zu Beginn der Periode γ_k und ω_k sind aus der vergangenen Identifikation bekannt.

Die Flusskomponenten können mit den gemessenen Strangströmen wie bisher nach Gleichung (2.42) aus Kennfeldern ausgelesen werden.

$$\psi_{\text{d}, k} = \psi_{\text{d}} \left(\mathbf{T}_{\text{dq}}(\gamma_{k+1} - \omega_{k+1} \cdot T_A) \cdot \vec{i}_{\alpha\beta, k}, \gamma_{k+1} - \omega_{k+1} \cdot T_A, \omega_k \right) \quad (3.18)$$

$$\psi_{\text{q}, k} = \psi_{\text{q}} \left(\mathbf{T}_{\text{dq}}(\gamma_{k+1} - \omega_{k+1} \cdot T_A) \cdot \vec{i}_{\alpha\beta, k}, \gamma_{k+1} - \omega_{k+1} \cdot T_A, \omega_k \right) \quad (3.19)$$

$$\psi_{\text{d}, k+1} = \psi_{\text{d}} \left(\mathbf{T}_{\text{dq}}(\gamma_{k+1}) \cdot \vec{i}_{\alpha\beta, k+1}, \gamma_{k+1}, \omega_{k+1} \right) \quad (3.20)$$

$$\psi_{\text{q}, k+1} = \psi_{\text{q}} \left(\mathbf{T}_{\text{dq}}(\gamma_{k+1}) \cdot \vec{i}_{\alpha\beta, k+1}, \gamma_{k+1}, \omega_{k+1} \right) \quad (3.21)$$

Die Auswertung der Identifikationsgleichung an einem Punkt erfordert eine Vielzahl an Tabellenaufrufen und trigonometrischer Berechnungen. Deshalb sollte für die Lösung der Identifikationsgleichung ein Algorithmus genutzt werden, der möglichst wenige Berechnungen der Identifikationsfunktion benötigt, um die erforderliche Rechenzeit zu minimieren.

3.2 Echtzeitfähiger Suchalgorithmus

Da keine geschlossene Lösung der Identifikationsgleichungen angegeben werden kann, muss ein numerisches Lösungsverfahren genutzt werden. Die wichtigste Voraussetzung hierbei ist, dass das Verfahren auf gängigen Rechenkernen eine genaue Identifikation innerhalb einer Regelzeitperiode erlaubt. Es muss also mit geringem Rechenaufwand möglich sein, eine Lösung zu finden.

Grundsätzlich ist das vorgestellte Identifikationsverfahren kompatibel mit einer Vielzahl numerischer Methoden. Es können Optimierungsalgorithmen zusammen mit der in Abb. 3.2 (a) dargestellten oder einer anderen Kostenfunktion eingesetzt werden [50]. Lösungsalgorithmen zur mehrdimensionalen Nullstellensuche sind ebenfalls eine Option. Eine weitere Möglichkeit ist eine Interpolation der OV-Höhenlinien und die Bestimmung des Schnittpunktes der approximierten Linien [E2].

Im Folgenden werden potenziell nutzbare Verfahren betrachtet und im Hinblick auf ihren Aufwand und die Realisierbarkeit verglichen.

3.2.1 Numerische Lösungsverfahren

Die geberlose Identifikation kann, wie bereits dargestellt, als Optimierungsproblem oder als mehrdimensionale, nichtlineare Nullstellensuche betrachtet werden. Numerische Optimierungsverfahren und Lösungsalgorithmen für nichtlineare Gleichungssysteme sind iterativer Natur. Damit kann jedes Verfahren durch eine Erhöhung der Iterationsschritte zu einem genaueren Ergebnis führen. Ziel ist es, ein Verfahren zu nutzen, das nach möglichst wenigen Iterationen – idealerweise nach der ersten – ein zufriedenstellendes Ergebnis liefert.

Optimierungsverfahren erfordern eine im Suchbereich konvexe Funktion. Die Kostenfunktion kann in diesem Fall quadriert werden oder ihr Absolutbetrag wird für die Optimierung verwendet, wie in Abb. 3.2 (a) dargestellt. Für eine Nullstellensuche kann die Kostenfunktion unverändert genutzt werden.

Die bekannten Verfahren nutzen üblicherweise die untersuchte Funktion und teilweise ihre ersten und höheren Ableitungen. Da diese im Fall der nichtlinearen Modellbildung nicht analytisch vorliegen, müssen sie ebenfalls numerisch approximiert werden, was wiederum den Rechenzeitbedarf deutlich erhöht, da die Anzahl der benötigten Funktionsauswertungen mit jeder Ableitung steigt. Andere geberlose Identifikationsverfahren, die eine Optimierung nutzen, basieren auf linearen Maschinengleichungen und können so mit deutlich weniger Aufwand die Jacobi- und Hessematrix berechnen [50]. Nichtlineare Maschineneigenschaften wirken sich dann jedoch negativ auf die Identifikation aus.

Lösungsalgorithmen, die höhere Ableitungen als die Erste benötigen, werden hier nicht weiter betrachtet.

Im Folgenden wird eine Auswahl möglicher Lösungsverfahren gegenübergestellt [51–53].

- Das **Nelder-Mead-Verfahren** [51] ist ein Optimierungsalgorithmus, der keine Ableitung der Kostenfunktion erfordert. Die Optimierung erfolgt anhand der Funktionswerte selbst. Dazu wird in jeder Iteration ein Simplex (in diesem Fall ein Trigon) definiert, in dessen Ecken die Werte der Kostenfunktion ausgewertet werden. Anschließend kann der schlechteste Wert verworfen und das Simplex durch Spiegelung und Expansion transformiert werden. Wenn kein besserer Punkt gefunden wird, kann das Simplex zum besten Punkt hin verkleinert oder der beste Punkt akzeptiert werden. Das Verfahren erfordert entsprechend eine Vielzahl von Funktionsaufrufen.
- Das **Gradientenverfahren** nutzt die Kenntnis der ersten Ableitung und sucht das Optimum in Richtung des steilsten Abstiegs. Dabei wird die Nähe des Optimums schnell erreicht. Dort werden die Schrittweiten jedoch sehr klein und die Zahl der Iterationen, um ein zufriedenstellendes Ergebnis zu erreichen, erhöht sich [51].
- Das **Newton-Verfahren** nutzt wie das Gradientenverfahren die Kenntnis der Gradienten aus. Es findet jedoch keine Optimierung, sondern eine Nullstellensuche der betrachteten Funktion statt. Dabei wird die Funktion an einem Stützpunkt linearisiert, indem eine Taylorentwicklung in dem Punkt nach dem Glied erster Ordnung abgebrochen wird. Die Nullstelle der linearisierten Funktion ist dann der Lösungspunkt. Für Funktionen, die im Bereich um die tatsächliche Nullstelle herum nahezu linear sind, können mit dem Newton-Verfahren bei gut gewähltem Startpunkt schnell zufriedenstellende Ergebnisse erzielt werden [51]. Das Verfahren kann in mehrdimensionaler Form zur Lösung nichtlinearer Gleichungssysteme genutzt werden
- Das **Sekantenverfahren** ist ein Newton-ähnliches Verfahren, nutzt jedoch eine numerisch approximierten Jacobimatrix [52]. Da es kaum möglich ist, eine analytische Ableitung der Identifikationsfunktion zu bilden, ist eine Approximation grundsätzlich notwendig, wenn die Jacobimatrix benötigt wird.

Wenn räumliche Oberwellen auftreten, kann nicht mehr von einer konvexen Funktion ausgegangen werden, da die Identifikationsfunktion wellig wird. Eine Optimierung kann in diesem Fall ein lokales Minimum finden und als Lösung

akzeptieren. Für Maschinen ohne ausgeprägte Oberwellen ist ein Optimierungsverfahren durchaus eine mögliche Wahl. Im Folgenden wird jedoch eine Nullstellensuche vorgestellt, die auf dem mehrdimensionalen Sekantenverfahren basiert und für alle Typen von PMSM gleichermaßen gute Ergebnisse liefert.

3.2.2 Beschreibung des genutzten Suchalgorithmus

Die in dieser Arbeit genutzte Lösungssuche basiert auf dem mehrdimensionalen Sekantenverfahren.

Als Startwinkel für die Suche wird der in der vergangenen Periode ermittelte Rotorwinkel γ_k mit der ermittelten Winkelgeschwindigkeit ω_k extrapoliert. Aufgrund des Massenträgheitsmoments des Rotors kann zudem die letzte ermittelte Winkelgeschwindigkeit als Startwert der neuen Suche angenommen werden.

$$\gamma_{k+1}^0 = \gamma_k + T_A \cdot \omega_k \quad (3.22)$$

$$\omega_{k+1}^0 = \omega_k \quad (3.23)$$

Ein Suchbereich wird definiert, in welchem die Lösung erwartet wird. Der Bereich sollte symmetrisch um den Startpunkt herum gewählt werden. Die Identifikationsfunktion sollte in diesem Bereich möglichst linear verlaufen, denn dadurch kann die Lösung mit weniger Iterationen gefunden werden. Insbesondere bei Maschinen mit ausgeprägten Oberwellen muss aber auch die Welligkeit der Identifikationsfunktion berücksichtigt werden. Der Suchbereich sollte groß genug sein, dass der Einfluss der Oberwellen möglichst reduziert wird.

An den Grenzen des Suchbereichs befinden sich dann, wie in Abb. 3.8 dargestellt, die Stützpunkte:

$$\gamma_{k+1}^1 = \gamma_{k+1}^0 - \Delta\gamma \quad \omega_{k+1}^1 = \omega_{k+1}^0 \quad (3.24)$$

$$\gamma_{k+1}^2 = \gamma_{k+1}^0 \quad \omega_{k+1}^2 = \omega_{k+1}^0 + \Delta\omega \quad (3.25)$$

$$\gamma_{k+1}^3 = \gamma_{k+1}^0 + \Delta\gamma \quad \omega_{k+1}^3 = \omega_{k+1}^0 \quad (3.26)$$

$$\gamma_{k+1}^4 = \gamma_{k+1}^0 \quad \omega_{k+1}^4 = \omega_{k+1}^0 - \Delta\omega \quad (3.27)$$

Die Werte der Identifikationsfunktion werden nun für den Startwert sowie die Grenzen des Suchbereichs berechnet. Damit ergeben sich die fünf Funktionswerte:

$$\Delta\vec{u}_{\text{dq}}^\delta = \Delta\vec{u}_{\text{dq}} \left(\gamma_{k+1}^\delta, \omega_{k+1}^\delta \right), \delta \in \{0, 1, 2, 3, 4\} \quad (3.28)$$

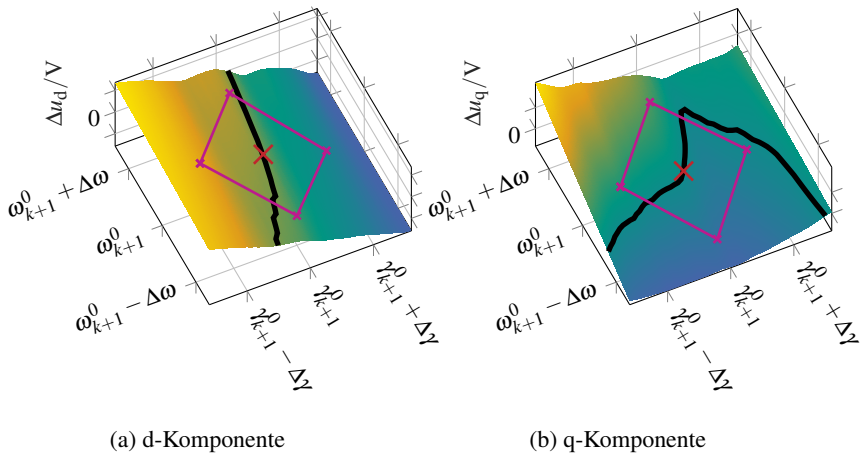


Abbildung 3.8: Suchbereich des Lösungsalgorithmus. Die korrekte Lösung ist mit einem roten Kreuz markiert.

Damit sind die Änderungen der Identifikationsfunktion für eine Änderung des Lagewinkels und der Winkelgeschwindigkeit in positive sowie negative Richtung bekannt. Die Jacobimatrix am Startpunkt kann so mittels zentralem Differenzenquotienten approximiert werden [53].

$$\begin{aligned} \tilde{\mathcal{J}}_{\Delta\vec{u}_{dq}} \left(\gamma_{k+1}^0, \omega_{k+1}^0 \right) &= \begin{pmatrix} \frac{\Delta u_d^3 - \Delta u_d^1}{\gamma_{k+1}^3 - \gamma_{k+1}^1} & \frac{\Delta u_d^2 - \Delta u_d^4}{\omega_{k+1}^2 - \omega_{k+1}^4} \\ \frac{\Delta u_q^3 - \Delta u_q^1}{\gamma_{k+1}^3 - \gamma_{k+1}^1} & \frac{\Delta u_q^2 - \Delta u_q^4}{\omega_{k+1}^2 - \omega_{k+1}^4} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \frac{\Delta u_d^3 - \Delta u_d^1}{2 \cdot \Delta \gamma} & \frac{\Delta u_d^2 - \Delta u_d^4}{2 \cdot \Delta \omega} \\ \frac{\Delta u_q^3 - \Delta u_q^1}{2 \cdot \Delta \gamma} & \frac{\Delta u_q^2 - \Delta u_q^4}{2 \cdot \Delta \omega} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Mittels der approximierten Jacobimatrix kann die Identifikationsfunktion um den Startpunkt herum linearisiert werden. Die Nullstelle der linearisierten Funktion ist die gesuchte Lösung. Um sie zu ermitteln, wird ein lineares Gleichungssystem aufgestellt und gelöst, das die am Startpunkt vorhandenen Winkel- und Drehzahlfehler $\tilde{\gamma}$ und $\tilde{\omega}$ als unbekannte Variablen enthält.

$$\tilde{\mathcal{J}}_{\Delta\vec{u}_{dq}} \left(\gamma_{k+1}^0, \omega_{k+1}^0 \right) \cdot \begin{pmatrix} \tilde{\gamma} \\ \tilde{\omega} \end{pmatrix} = \Delta\vec{u}_{dq}^0 \quad (3.30)$$

Mit den Fehlerwerten können schließlich die gesuchten Größen ermittelt werden:

$$\gamma_{k+1} = \gamma_{k+1}^0 - \tilde{\gamma} \quad (3.31)$$

$$\omega_{k+1} = \omega_{k+1}^0 - \tilde{\omega} \quad (3.32)$$

Je linearer die Identifikationsfunktion innerhalb des Suchbereichs ist, desto genauer ist die gefundene Lösung. Eine starke Nichtlinearität oder die Notwendigkeit einer genaueren Lösung kann weitere Iterationen notwendig machen. Diese können äquivalent zu den oben beschriebenen Schritten ausgeführt werden. Als Startpunkt wird jeweils die in der vorherigen Iteration gefundene Lösung genutzt. Der Suchbereich sollte mit jeder Iteration kleiner gewählt werden.

Der Gesamtablauf des Suchalgorithmus wird in Abb. 3.9 zusammengefasst.

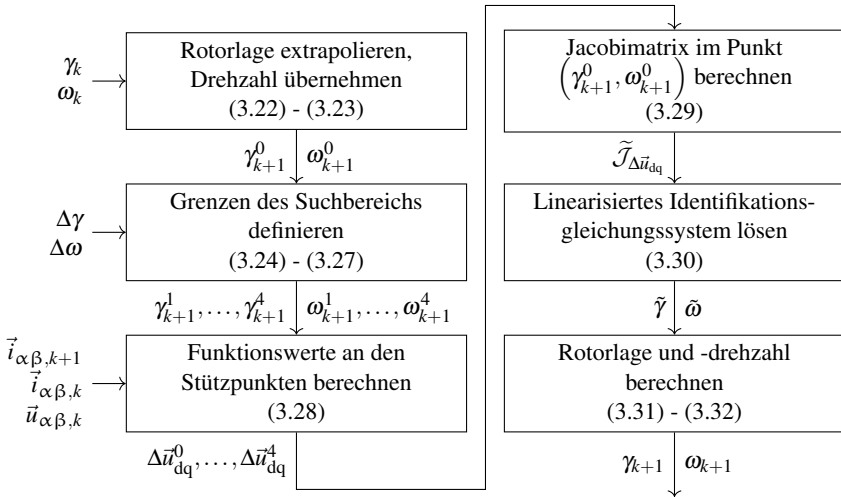


Abbildung 3.9: Ablaufdiagramm des Identifikationsalgorithmus

Wenn die Jacobimatrix mit gewöhnlichen Differenzenquotienten approximiert wird, sinkt der Aufwand jeder Iteration, aber auch die Genauigkeit der Lösung. Im Fall einer vergleichsweise glatten Identifikationsfunktion – insbesondere bei Maschinen ohne Oberwellen – können die Ergebnisse dennoch ausreichend sein. Da bei diesem Verfahren die Jacobimatrix der Identifikationsfunktion approximiert wird, kann auch mit grundlegender Arithmetik nach Gleichung (3.14) ihre Determinante berechnet werden. Damit erhält man mit geringen Zusatzaufwand ein im Betrieb nutzbares Maß für die Zuverlässigkeit der Identifikation im aktuellen Arbeitspunkt. So kann auch entschieden werden, ob die identifizierten Werte zuverlässig sind oder ob die Identifikation im aktuellen Abtastschritt ausgesetzt wird. Es können dann zusätzliche Maßnahmen wie eine Re-Initialisierung getroffen werden.

Filterung der identifizierten Größen

Das Identifikationsergebnis kann weiter verbessert werden, wenn die identifizierten Werte gefiltert werden. Dies ist für einen sicheren Betrieb der Maschine nicht zwingend notwendig. Aufgrund von Messrauschen und Abweichungen der Maschinenparameter können aber stochastische oder periodische Iden-

tifikationsfehler auftreten, die sich in einem zusätzlichen Wechselanteil der tatsächlichen d- und q-Stromkomponenten auswirken. Dieser führt zu erhöhter Geräuschemission und zu höheren Verlusten.

Für die Filterung des Lagewinkels kann das Wissen genutzt werden, dass dieser sich näherungsweise linear ändert. Deshalb kann mittels linearer Regression eine Geradenapproximation aus einer Anzahl vergangener Werte und dem aktuell identifizierten Winkel ermittelt werden. Der Wert der approximierten Geraden zum aktuellen Zeitpunkt stellt dann den gefilterten Winkelwert dar. Darüber hinaus ergibt die lineare Regression einen Wert für die Steigung der Geraden, also die Ableitung des Lagewinkels. Somit besteht eine zweite Identifikation der Rotorgeschwindigkeit, welche zur Plausibilitätsprüfung der identifizierten Werte genutzt werden kann. Wenn die Drehzahlen sich stark unterscheiden, so liegt ein Identifikationsfehler vor.

Die Filterung des Drehzahlwertes kann in gleicher Weise erfolgen, wie auch bei der Drehzahlermittlung mit einem Positionsgeber. Der Wert kann mit einem Tiefpass erster oder zweiter Ordnung gefiltert werden. Das Filter muss dann bei der Auslegung einer Drehzahlregelung berücksichtigt werden.

3.3 Initialisierung

Da die Identifikation stets mehrdeutig ist, muss die Suche immer an einem Punkt beginnen, von welchem sie zur korrekten Lösung konvergiert. Wenn der Startpunkt zu weit vom gesuchten Punkt entfernt liegt, so konvergiert der Suchalgorithmus zu einer falschen Lösung oder der verbleibende Fehler ist nach der gleichen Anzahl an Iterationen höher als bei einem günstigeren Startpunkt.

Im normalen Betriebsfall kann der Startwert für den Suchalgorithmus aus den identifizierten Größen des vorherigen Zeitschritts bestimmt werden. Es wird dabei angenommen, dass die Drehzahl sich innerhalb einer Regelzeitperiode nicht signifikant ändern kann (vgl. Gleichungen (3.22) und (3.23)).

Eine größere Schwierigkeit bereitet die Initialisierung nach dem Anschalten des Antriebssystems. Es muss davon ausgegangen werden, dass die Maschine bewegt wird, während das System ausgeschaltet ist. Deshalb kann als Initialwert, nach dem Starten des Antriebs, nicht der letzte Wert genutzt werden, der vor dem Abschalten des Systems identifiziert wurde.

Auch Identifikationsverfahren, welche nicht unbedingt einen Startwert für einen Suchalgorithmus benötigen, müssen initialisiert werden. Die elektrischen Größen sind im Bezug auf die Rotorlage und -drehzahl immer mindestens doppeldeutig. Diese Mehrdeutigkeit muss aufgelöst werden, um sicherzustellen,

dass eine Drehmomentregelung das gewünschte Drehmoment und nicht etwa das negative bewirkt.

In der Literatur existieren zahlreiche Initialisierungsverfahren [16, 54–63]. Unterschieden wird hierbei zwischen einer Initialisierung im Stillstand des Rotors und bei drehendem Rotor.

Die Initialisierung bei drehender Maschine ist oft dann erforderlich, wenn die Orientierung des Rotors durch eine Fehlidentifikation verloren geht oder das System nach einem Betriebsfehler sofort wieder betrieben werden soll. Sie gestaltet sich trivial, wenn eine Phasenspannungsmessung zur Verfügung steht, da aus mehreren Messungen der Gegenspannung im stromfreien Zustand direkt auf Rotorlage- und drehzahl geschlossen werden kann. Wenn für die Ermittlung der Phasenspannung nur ein Stromrichtermodell zur Verfügung steht, ist die Initialisierung aufwendiger.

3.3.1 Initialisierung bei ruhendem und langsam drehendem Rotor

Wenn die Gegenspannung der Maschine zu gering ist, um eine zuverlässige Initialisierung zu erlauben, kann die magnetische Anisotropie als Informationsquelle genutzt werden. Dazu müssen die Stranginduktivitäten vermessen werden, indem jeweils eine Spannung eingepreßt und die sich ergebende Stromänderung ausgewertet wird. Beispielsweise können hochfrequent rotierende Spannungsraumzeiger gestellt werden. Die Stromantwort auf eine kreisförmige Spannungsraumzeigertrajektorie ist dann eine Ellipse. Die Ausrichtung ihrer Halbachsen spiegelt die aktuelle Rotorposition wider.

Ein Nachteil dieses Vorgehens ist, dass es eine lange Konvergenzzeit hat. Die Antwort auf die hochfrequente Einspeisung muss zunächst einen quasistationären Zustand erreichen. Weiterhin muss sichergestellt werden, dass die eingepreßte Spannung tatsächlich der gewünschten entspricht. Dafür muss ein Stromrichtermodell vorhanden sein und eingesetzt werden. Alternativ können auch die gestellten Spannungen gemessen und die Aussteuergrade nachgeführt werden [S5].

Um beide Probleme zu beheben, wurden Verfahren vorgestellt, die jeweils nur mit kurzen Strompulsen operieren [16, 55]. Dabei wird bei stromloser Maschine ein Spannungsraumzeiger gestellt und die resultierende Stromantwort abgespeichert. In weiteren Schritten werden Spannungsraumzeiger unterschiedlicher Phasenlagen gestellt. Dies wird wiederholt bis mehrere, über den Maschinenumfang verteilte Zeiger gestellt und die jeweiligen Stromantworten gespeichert

wurden. Zwischen den Schritten wird jeweils noch der entgegengesetzte Spannungsraumzeiger gestellt, um den Stromabbau zu beschleunigen. Aus der Summe der α - und β -Komponenten der Stromantworten wird dann auf die aktuelle Rotorlage geschlossen.

Ein Nachteil einer solchen Auswertung ist, dass die Summation weniger Messpunkte ein ungenaues Integrationsergebnis ergibt. Somit sind mehr Messpunkte erforderlich, je genauer die Rotorlage bestimmt werden muss. Zudem wird das Verfahren nur für diskrete Spannungsraumzeiger über eine Taktperiode hinweg vorgestellt. Dadurch können sich bei Maschinen mit geringen Stranginduktivitäten hohe Ströme ergeben.

Um diese Nachteile zu beheben, wurde ein verbessertes Initialisierungsverfahren entwickelt, das auf dem Verfahren aus [55] basiert. Es erfordert ebenfalls weder eine Spannungsmessung noch ein Stromrichtermodell. Es muss auch kein quasistationärer Zustand abgewartet werden. Das erweiterte Verfahren nutzt jedoch die Methode der kleinsten Fehlerquadrate zur Rekonstruktion der ellipsenförmigen Stromantwort. Es liefert auch dann schnell zuverlässige und genaue Ergebnisse, wenn wenige Messpunkte verfügbar sind oder Messfehler und nichtlineare Stromrichtereinflüsse auftreten. Letztere können insbesondere bei der Nutzung von zusammengesetzten Spannungsraumzeigern entstehen.

Ausgehend von einer stromlosen Maschine erzeugt der Stromrichter einen kurzen Spannungspuls. Hierbei kann einer der diskreten Spannungsraumzeiger, der sich aus den Schaltzuständen des Umrichters ergibt oder ein zusammengesetzter Raumzeiger im Sinne der Raumzeigermodulation benutzt werden. Die Länge und die Richtung des Raumzeigers sind unwesentlich. Er sollte zu einer messbaren Stromänderung führen. Die Differentialgleichung der ruhenden Maschine (2.18) kann für die im Mittel während der Taktperiode anliegenden Spannungen \bar{u}_α und \bar{u}_β gelöst werden

$$\begin{pmatrix} i_\alpha(T_A) \\ i_\beta(T_A) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\bar{u}_\alpha}{R_\alpha} \cdot \left(1 - e^{-\frac{R_\alpha}{L_\alpha} \cdot T_A}\right) \\ \frac{\bar{u}_\beta}{R_\beta} \cdot \left(1 - e^{-\frac{R_\beta}{L_\beta} \cdot T_A}\right) \end{pmatrix} \quad (3.33)$$

Die zum Zeitpunkt T_A erreichten Stromwerte werden zwischengespeichert und im Folgenden als $i_{\alpha,1}$ und $i_{\beta,1}$ bezeichnet.

Im nächsten Schritt soll möglichst schnell wieder ein stromloser Zustand erreicht werden. Dafür wird ein dem ersten Spannungsraumzeiger entgegengesetzter Raumzeiger gestellt.

Durch das nicht ideale Verhalten des Stromrichters wird nach dem zweiten Spannungspuls noch kein stromfreier Zustand erreicht. Der aufsummierte Stromrichterfehler nach nur zwei Taktperioden fällt jedoch deutlich geringer aus, als beispielsweise bei der Injektion eines rotierenden Spannungsraumzeigers. Der sich ergebende, verbleibende Strom nach dem zweiten Spannungspuls wird spätestens nach einer weiteren Taktperiode soweit abgebaut, dass er nicht mehr messbar oder für die weiteren Schritte vernachlässigbar ist.

Im nächsten Schritt wird ein neuer Spannungsraumzeiger gewählt, welcher gegenüber dem ersten um den Winkel $\delta = 360^\circ/N, N \geq 3$ gedreht ist¹, aber die gleiche Länge hat, wobei N die Gesamtzahl der Beobachtungen ist. Der oben beschriebene Vorgang wird dann wiederholt. Der nächste Raumzeiger ist wieder um den Winkel δ gegenüber dem vorherigen gedreht. Auch hier werden die erreichten Stromwerte $i_{\alpha,2}$ und $i_{\beta,2}$ zwischengespeichert.

Das Vorgehen wird gemäß Abb. 3.10 (a) insgesamt N mal wiederholt. Da sich die Spitzen der gestellten Spannungsraumzeiger auf einer Kreisbahn befinden, liegen die zwischengespeicherten Strommesspunkte bei bestehender Anisotropie auf einer Ellipse, deren Hauptachse nahezu zur d-Achse der Maschine ausgerichtet ist (vgl. Abb. 3.10 (b)). Um die Lage der Ellipsenhalbachsen zu erhalten, kann die Methode der kleinsten Quadrate genutzt werden.

Das Ziel des Verfahrens ist es, die Gleichung derjenigen Ellipse zu erhalten, um welche die Strommesspunkte mit möglichst geringer Abweichung verteilt sind. Aus der Ellipsengleichung kann dann auf die Lagewinkel der Halbachsen geschlossen werden. Die Ellipse kann mit der allgemeinen Gleichung eines Kegelschnitts beschrieben werden:

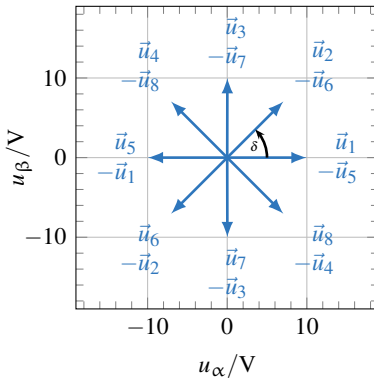
$$\kappa_1 \cdot x^2 + \kappa_2 \cdot x \cdot y + \kappa_3 \cdot y^2 + \kappa_4 \cdot x + \kappa_5 \cdot y + \kappa_6 = 0 \quad (3.34)$$

Das Verfahren der kleinsten Fehlerquadrate soll eingesetzt werden, um denjenigen Parametersatz κ_{1-6} zu finden, mit dem eine Ellipse beschrieben wird, welche von den gespeicherten Strommesswerten im kartesischen Koordinatensystem am besten angenähert wird. Es soll also für jede Messung k folgende Bedingung erfüllt sein:

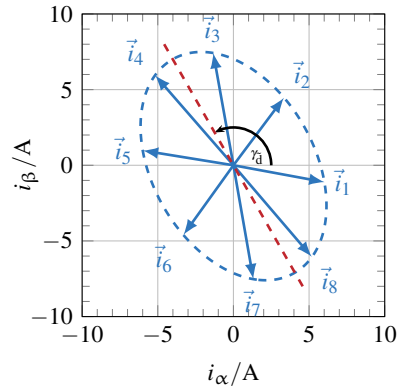
$$\vec{i}_k \cdot \vec{k} \approx 0 \quad (3.35)$$

Wobei die Vektoren wie folgt definiert sind:

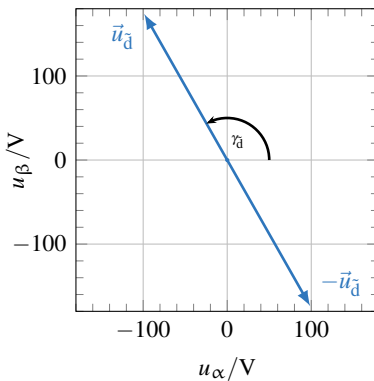
¹ 1801 konnte Carl Friedrich Gauß die elliptische Bahn des Zwergplaneten Ceres aus drei Einzelbeobachtungen berechnen. Im Hinblick auf die in einem Antriebssystem auftretenden Messfehler sollte jedoch eine größere Zahl an Messpunkten N gewählt werden.



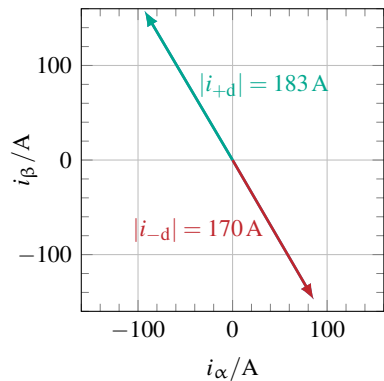
(a) Zur Initialisierung beispielhaft genutzte Spannungsraumzeiger



(b) Bei der Initialisierung resultierende Stromraumzeiger



(c) Zur Polaritätsbestimmung genutzte Spannungsraumzeiger



(d) Bei der Polaritätsbestimmung resultierende Stromraumzeiger

Abbildung 3.10: Bei der Initialisierung im Stillstand gestellte Spannungsraumzeiger und die jeweils resultierenden Stromraumzeiger. Aus dem Verhältnis der Raumzeigerlängen kann auf die Rotorposition geschlossen werden.

$$\vec{l}_k = \left(i_{\alpha,k}^2 \quad i_{\alpha,k} \cdot i_{\beta,k} \quad i_{\beta,k}^2 \quad i_{\alpha,k} \quad i_{\beta,k} \quad 1 \right)^T \quad (3.36)$$

$$\vec{\kappa} = \left(\kappa_1 \quad \kappa_2 \quad \kappa_3 \quad \kappa_4 \quad \kappa_5 \quad \kappa_6 \right)^T \quad (3.37)$$

Das Ziel ist es, ein $\vec{\kappa}$ zu finden, welches die Summe der Fehlerquadrate von Gleichung (3.35) über alle n Messungen minimiert.

$$J = \frac{1}{n} \cdot \sum_{k=1}^n \vec{\kappa}^T \cdot \vec{l}_k \cdot \vec{l}_k^T \cdot \vec{\kappa} \rightarrow \min \quad (3.38)$$

Die gesuchte Lösung ist der Eigenvektor für den kleinsten Eigenwert der Matrix \mathbf{M} [64].

$$\mathbf{M} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{k=1}^n \vec{l}_k \cdot \vec{l}_k^T \quad (3.39)$$

Aus dem ermittelten Parametervektor $\vec{\kappa}$ der Ellipse kann schließlich die Rotation der Halbachsen bestimmt werden. Die Lage der Hauptachse wird dabei als d-Achse des Rotors angenommen, denn für PMSM gilt bei geringen Strömen $L_d < L_q$. Zur Bestimmung der Lage der Hauptachse wird der Ansatz der Hauptachsentransformation verwendet [65, S. 785 ff.].

Dafür kann Gleichung (3.34) in Matrixnotation formuliert werden:

$$\vec{l}_k^T \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \kappa_1 & \kappa_2/2 \\ \kappa_2/2 & \kappa_3 \end{pmatrix}}_{\mathbf{A}} \cdot \vec{l}_k + \left(\kappa_4 \quad \kappa_5 \right) \cdot \vec{l}_k + \kappa_6 = 0 \quad (3.40)$$

Die Eigenvektoren der Matrix \mathbf{A} bilden dann eine Rotationsmatrix, welche äquivalent zu Gleichung (2.6) ist. Aus den Komponenten eines der Eigenvektoren kann schließlich der Rotationswinkel γ_d der Hauptachse gegenüber der α -Achse bestimmt werden.

Dieses Vorgehen ist auch bei Vorhandensein von räumlichen Oberwellen anwendbar. Da der Rotor stillsteht oder sich sehr langsam dreht, kann von konstanten Werten der Phaseninduktivitäten ausgegangen werden. Das Ergebnis wird durch das Vorhandensein einer Kreuzkopplung verfälscht, da dann die scheinbar kleinste Induktivität nicht der reinen d-Induktivitätskomponente entspricht.

Um die verbleibende Doppeldeutigkeit der positiven d-Achsen-Richtung aufzulösen, wird, wie in den meisten bekannten Initialisierungsverfahren, die magnetische Vorsättigung des Eisens durch die Permanentmagneten ausgenutzt. Dafür wird analog zu den vorherigen Schritten ein Spannungsraumzeiger gestellt (vgl. Abb. 3.10 (c)). Dieser ist jedoch in Richtung der identifizierten d-Achse ausgerichtet und länger als die vorherigen. Anschließend wird der Strom gemessen und durch einen entgegengesetzten Spannungsraumzeiger wieder abgebaut. Dieser entgegengesetzte Spannungsraumzeiger wird erneut gestellt, um einen entgegengesetzten Strom zu bewirken. Dieser wird ebenfalls gemessen. Da die Maschine durch das Vorhandensein der Permanentmagnete in positive d-Richtung vormagnetisiert ist, führt ein hoher, positiver d-Strom, also eine Verstärkung des magnetischen Flusses, schneller zu einer Sättigung des Stator- und Rotorjochs, als ein negativer d-Strom. Eine stärkere Sättigung resultiert in einer geringeren Induktivität. Unter der Voraussetzung zweier gleich langer Spannungsraumzeiger ist die Richtung, in welche der resultierende Stromraumzeiger länger wird, die positive d-Richtung (vgl. Abb. 3.10 (d)). Wie lang dabei der Spannungsraumzeiger sein muss, hängt stark von der jeweiligen Maschine und ihrem Sättigungsverhalten ab.

Da jeder Schritt des Verfahrens innerhalb von drei Taktperioden abgeschlossen ist (Raumzeiger stellen, entgegengesetzten Raumzeiger stellen, ggf. Stromabbau abwarten), ist die gesamte Initialisierung nach $(n + 2) \cdot 3$ Regelzeitperioden abgeschlossen. Durch die kurze Dauer der Initialisierung werden Geräuschemissionen und störende Drehmomente stark reduziert. Auch eine Re-Initialisierung im Betrieb ist somit nahezu verzögerungsfrei möglich.

3.3.2 Initialisierung bei drehender Maschine

Wenn die Maschine sich bereits dreht, so wird durch die rotierenden Permanentmagneten eine Spannung in den Statorwindungen induziert. Wenn die Möglichkeit besteht, die Strangspannungen zu messen, so ist eine sehr schnelle Initialisierung möglich. Der Spannungsraumzeiger der Leerlaufspannung eilt dem Magneten um 90° voraus. Somit kann die d-Richtung bestimmt werden, indem von der Lage des gemessenen Spannungsraumzeigers 90° abgezogen werden.

$$\gamma = \angle \vec{u}_{\alpha\beta} - 90^\circ \quad (3.41)$$

Die aktuelle Drehzahl kann bei bekannter Flussverkettung des Permanentmagneten aus der Länge des Zeigers bestimmt werden:

$$\omega = \frac{|u_{\alpha\beta}^{\rightarrow}|}{\Psi_{PM}} \quad (3.42)$$

Über eine zweite Messung und erneute Bestimmung von γ muss dann noch die Drehrichtung des Raumzeigers überprüft werden, um die Doppeldeutigkeit aufzulösen. Gegebenenfalls ist es dann erforderlich, den Winkel um 180° zu korrigieren und das Vorzeichen der erkannten Drehzahl zu ändern.

Dieses Vorgehen ist nicht möglich, wenn keine Spannungsmesseinrichtung verfügbar ist. Auch mit einem Stromrichtermodell können die Spannungen nicht ermittelt werden, denn dieses kann erst genutzt werden, sobald Strangströme fließen. Der taktende Betrieb ohne Initialisierung kann jedoch schlimmstenfalls dazu führen, dass der Umrichter einen Spannungsraumzeiger stellt, welcher dem aktuellen Raumzeiger der Gegenspannung entgegengesetzt ist. In diesem Fall würde es, insbesondere bei Maschinen mit sehr kleinen Induktivitäten, zu einem großen Stromanstieg kommen.

Um diesem Problem zu begegnen, wurde in [16] ein Verfahren vorgestellt, welches für eine kurze Zeitdauer einen der Freilaufzustände des Stromrichters einstellt. Der Freilauf führt dann zu einem dreiphasigen Kurzschluss der Maschine und einer von der Rotorlage und der Drehzahl abhängigen Änderung der Phasenströme. Der Freilaufzustand ist hierbei der beste Kompromiss, da die betragsmäßige Änderung des Stromes unabhängig von der aktuellen Lage des Gegenspannungsraumzeigers ist.

Da der Raumzeiger der Leerlaufspannung bei Vernachlässigung aller Sättigungseffekte nur eine q-Komponente aufweist, kann Gleichung (2.24) vereinfacht werden zu:

$$-L_q \cdot \frac{di_q}{dt} \approx \Psi_{PM} \cdot \omega \quad (3.43)$$

Wenn der Freilauf für eine Zeitdauer T_{init} eingestellt wurde, ergibt sich der q-Strom näherungsweise zu:

$$i_q \approx - \int_0^{T_{init}} \frac{\Psi_{PM} \cdot \omega}{L_q} dt = - \frac{\Psi_{PM} \cdot \omega}{L_q} \cdot T_{init} \quad (3.44)$$

Damit diese Näherung korrekt ist, muss T_{init} so gewählt werden, dass i_q klein genug bleibt, sodass der ohmsche Anteil vernachlässigbar bleibt und der durch i_q verursachte Fluss ψ_q den Strom i_d nur soweit erhöht, dass der Flussanteil $L_d \cdot i_d$ vernachlässigbar bleibt. Es muss also gelten

$$|\Psi_{\text{PM}} \cdot \omega| \gg |R \cdot i_{\text{q}}| \approx \frac{R}{L_{\text{q}}} \cdot \Psi_{\text{PM}} \cdot |\omega| \cdot T_{\text{init}} \quad (3.45)$$

$$|\Psi_{\text{PM}}| \gg |L_{\text{d}} \cdot i_{\text{d}}| \approx \int_0^{T_{\text{init}}} |L_{\text{q}} \cdot i_{\text{q}} \cdot \omega| dt \approx \frac{1}{2} \Psi_{\text{PM}} \cdot \omega^2 \cdot T_{\text{init}}^2 \quad (3.46)$$

Dabei sollte von der maximal erreichbaren Drehzahl ausgegangen werden. Für die Auswahl der Einschaltzeit T_{init} muss dann entsprechend überprüft werden, welche Bedingung bei maximaler Drehzahl der Maschine die größere Einschränkung darstellt

$$T_{\text{init}} \ll \frac{L_{\text{q}}}{R} \quad (3.47)$$

$$T_{\text{init}} \ll \frac{\sqrt{2}}{\omega_{\text{max}}} \quad (3.48)$$

Die Grenzdrehzahl, an welcher die Bedingungen sich abwechseln liegt entsprechend bei

$$\omega_{\text{max}} = \sqrt{2} \cdot \frac{R}{L_{\text{q}}} \quad (3.49)$$

Die Begrenzung der Einschaltzeit bietet zusätzlich den Vorteil, dass der resultierende Strombetrag $|i|$ geringer ist und daraus resultierende Geräusche und Stördrehmomente reduziert werden.

Wenn die Gültigkeit von Gleichung (3.44) gewährleistet ist, so kann zum Zeitpunkt T_{init} nach dem Schalten des Kurzschlusses der Betrag der Drehzahl ermittelt werden zu

$$|\omega| = \frac{|i| \cdot L_{\text{q}}}{\Psi_{\text{PM}} \cdot T_{\text{init}}} \quad (3.50)$$

Schließlich muss noch die aktuelle Rotorlage und das Vorzeichen der Drehzahl ermittelt werden. Die Rotorlage ergibt sich aus der Lage des resultierenden Stromraumzeigers. Die induzierte Spannung in der q-Achse führt zu einem Ansteigen der q-Stromkomponente. Auch in diesem Fall muss also von der Lage des Stromraumzeigers 90° abgezogen werden.

$$\gamma = \angle \vec{i}_{\alpha\beta} - 90^\circ \quad (3.51)$$

Die Drehrichtung kann durch Wiederholung der oben genannten Schritte ermittelt werden. Aus der Änderung der ermittelten Rotorlage kann auf die Richtung geschlossen werden. Wird eine negative Drehrichtung festgestellt, so muss der Rotorwinkel um 180° korrigiert werden. Der Unterschied zwischen den identifizierten Winkeln kann zudem als Redundanz der identifizierten Drehzahl genutzt werden.

Da zunächst nicht bekannt ist, ob der Rotor sich bereits dreht, beginnt eine Initialisierungsroutine mit dem gerade beschriebenen Verfahren. Wenn trotz aktiven Kurzschließens der Maschine kein Strom messbar ist, wird ein Stillstand erkannt und das entsprechende Verfahren aus Abschnitt 3.3.1 ausgeführt. Nach erfolgreicher Initialisierung kann der Identifikationsalgorithmus mit einem guten Startwert ausgeführt werden, um in allen folgenden Taktperioden die Rotorlage- und Drehzahl zu ermitteln.

4

Optimierung der Maschinenanregung

Um einen geberlosen Betrieb bei geringer Drehzahl oder im Stillstand der Maschine zu ermöglichen, muss die magnetische Anisotropie als Informationsquelle genutzt werden. Dafür werden die dynamischen Terme der Spannungsgleichungen ausgenutzt, also der Zusammenhang zwischen Strangspannung und Strangstromänderung, denn dieser Zusammenhang ist rotorlageabhängig. Dazu müssen hochfrequente Spannungen gestellt und die Stromantwort auf diese Anregung ausgewertet werden. Diese Auswertung ist im Verfahren, das in Kapitel 3 vorgestellt wurde, implizit enthalten, sodass keine Umschaltung des Verfahrens zwischen geringen und hohen Drehzahlen notwendig ist.

Die hochfrequente Anregung, im Folgenden als Testsignaleinprägung bezeichnet, kann auf verschiedene Weisen erfolgen und wirkt sich in jedem Fall auf das Betriebsverhalten der Maschine aus. Eine Injektion beliebiger Testsignale ist zwar prinzipiell für die geberlose Identifikation möglich, kann allerdings zu Nachteilen und sogar unzuverlässigen Ergebnissen führen. So kann der Betrieb beispielsweise durch unerwünschte Drehmomente gestört werden. Die gezielte Untersuchung und Optimierung der Testsignale im Hinblick auf ihre Auswirkungen wird im Folgenden beschrieben.

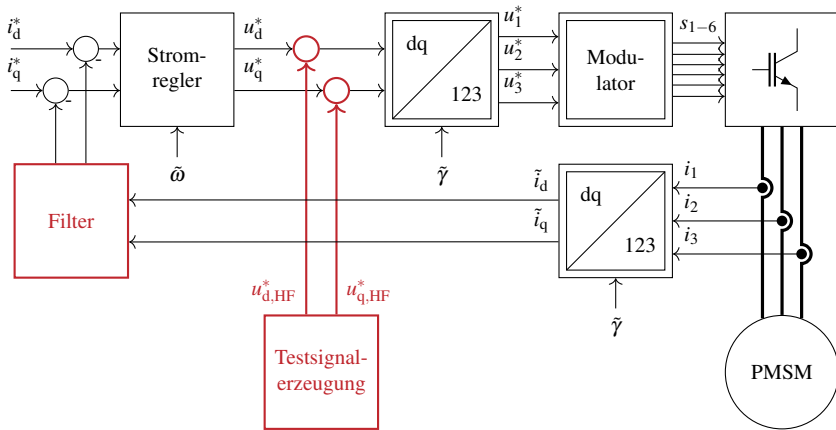


Abbildung 4.1: Testsignaleinprägung durch Überlagerung der Stromregler-Ausgangsgrößen mit einem hochfrequenten Signal. Um eine unerwünschte Rückkopplung im Regelkreis zu verhindern, wird ein zusätzliches Stromfilter benötigt.

4.1 Einprägung von Testsignalen

Testsignale können an drei Stellen des Regelkreises eingepreßt werden. Viele Identifikationsverfahren generieren hochfrequente Testsignale und überlagern sie den Ausgangsgrößen des Stromreglers. Sie werden somit als überlagerte Spannungsollwerte an den Modulator übergeben. Die zweite Möglichkeit besteht darin, die Stromsollwerte mit einem Testsignal zu überlagern und diese im Rahmen der Reglerdynamik einzupreßen. Schließlich kann auch das Modulationsverfahren modifiziert werden, um ein taktfrequentes Testsignal zu erzielen, ohne dabei die in einer Pulsperiode gestellte Spannungs-Zeit-Fläche zu beeinflussen. Diese drei Methoden werden im Folgenden diskutiert.

4.1.1 Überlagerung der Stromreglerausgangsgrößen

Die Injektion von Testsignalen durch Vorgabe der zu stellenden Spannungen kann ohne Einschränkungen genutzt werden, wenn keine explizite Stromregelung eingesetzt wird. Dies kann beispielsweise bei rein gesteuertem Betrieb einer PMSM zur Überwachung der mechanischen Größen erfolgen.

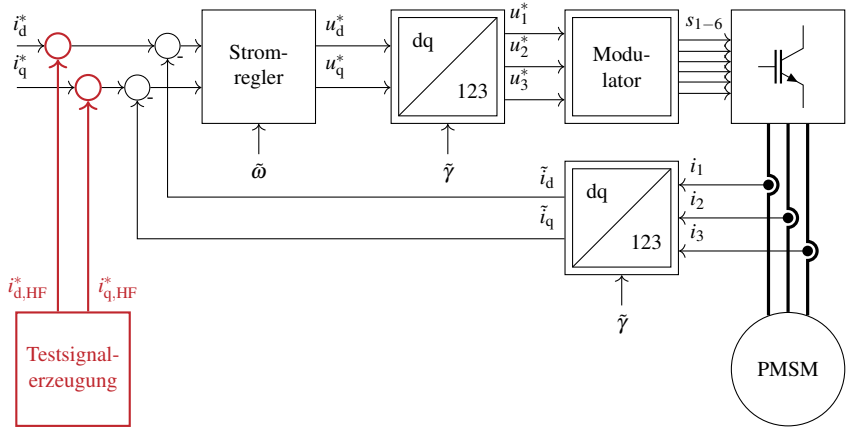


Abbildung 4.2: Testsignaleinprägung durch Überlagerung der Stromsollwerte mit einem hochfrequenten Signal.

Eine Spannungsüberlagerung kann zwar auch genutzt werden, wenn eine Stromregelung benötigt wird, dann ist diese Art der Einprägung allerdings nachteilig. Da eine Überlagerung der Stellgröße stattfindet (vgl. Abb. 4.1), erfolgt eine unerwünschte Rückkopplung im Regelkreis, denn die überlagerte Spannung führt auch zu einer Stromänderung. Diese gewollte Stromänderung löst jedoch wiederum unerwünschte Stelleingriffe des Reglers aus, da sie nicht dem Sollwert entspricht. Um eine Rückkopplung zu verhindern, müssen im Rückführungspfad Filter vorgesehen werden, welche die hochfrequente Stromänderung aus dem Messsignal entfernen. Dadurch wird die Dynamik des Reglers verringert. Viele Verfahren nutzen diese Art der Einprägung, um die direkte Stromantwort auf die Spannungsanregung auswerten zu können. Die Signalverarbeitung muss dazu eine Trennung zwischen Grundschwingungsverhalten der Maschine und hochfrequenter Testsignalantwort durchführen.

In der vorliegenden Arbeit wird dieses Verfahren nur für die Initialisierung verwendet.

4.1.2 Überlagerung der Stromreglersollwerte

Wenn der Stromsollwert direkt von einem hochfrequenten Signal überlagert wird, kann eine Anregung der Maschine mit der Dynamik des Stromreglers er-

folgen. Es ist keine weitere Filterung notwendig. Es sollte gewährleistet sein, dass das überlagerte Signal mittelwertfrei ist, um eine dauerhafte Abweichung von den eigentlichen Sollwerten zu verhindern. Durch die üblicherweise hohe Frequenz und geringe Amplitude des Testsignals, ist die Rückwirkung auf einen gegebenenfalls überlagerten Drehzahlregler vernachlässigbar. Diese Art der Testsignaleinprägung ist nur bei der Nutzung einer Stromregelung möglich.

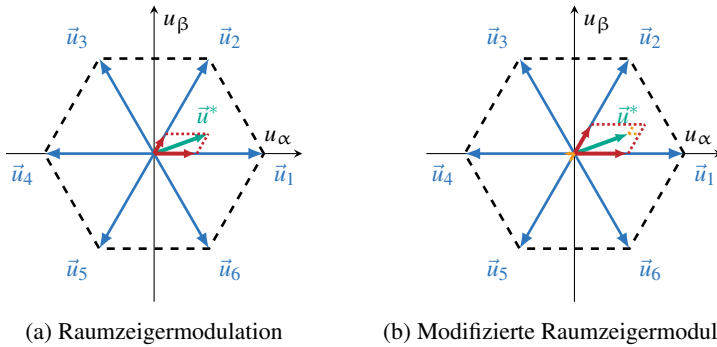
Da die Stromregelung im geschätzten rotororientierten Koordinatensystem stattfindet, können unabhängig d- und q-Testsignalkomponenten vorgegeben werden (vgl. Abb. 4.2). Somit stehen für die Testsignale drei Freiheitsgrade zur Verfügung: der Betrag, die Phasenlage und die Frequenz. Dies erlaubt eine gezielte Optimierung von verschiedenen Störeinflüssen wie Verlusten oder Drehmomentoberwellen.

Die Dynamik der Stromregelung reicht in der Regel nicht aus, um innerhalb einer Regelzeitperiode die gewünschte Stromänderung zu erreichen, wenn diese sehr hochfrequent ist. Deshalb müssen die Sollwerte gegebenenfalls größer und mit unterschiedlicher Phasenlage gewählt werden, als die eigentlich gewünschten Testsignale, um die notwendige Stromänderung über den Proportionalanteil des Reglers zu erreichen.

4.1.3 Modifikation des Modulationsverfahrens

Als Stellglied des Antriebssystems wird üblicherweise ein taktender Stromrichter verwendet. Deshalb kann mit den oben genannten Methoden ein periodisches Testsignal stets mit maximal der halben Taktfrequenz eingepreßt werden. Es existieren auch Methoden, die den ohnehin vorhandenen, taktfrequenten Stromrippel verstärken, sodass er messtechnisch erfasst und zur Lageidentifikation ausgewertet werden kann. Im Bereich geringer Drehzahlen und somit geringer Gegenspannung, werden die aktiven Raumzeiger nur einen geringen Bruchteil der Taktperiode genutzt, sodass die Dauer des Stromanstiegs zu kurz ist, um diesen messen zu können. Auch eine Rekonstruktion der Stromsteigung aus derjenigen im Freilaufzustand ist nur dann möglich, wenn eine ausreichend starke Stromänderung erfolgt [27]. Dies ist insbesondere bei geringen Drehmomenten zunächst nicht gegeben.

Um eine ausreichend starke Stromänderung zu erzielen, wird das genutzte Modulationsverfahren insofern abgeändert, dass die Einschaltdauer der aktiven Spannungsraumzeiger verlängert wird. Der dadurch entstehende Fehler der Spannungszeitfläche wird mit den jeweils entgegengesetzten Spannungsraumzeigern kompensiert. Dabei entsteht zwar ein größerer Stromrippel, aber es sind keine weiteren Testsignale notwendig.



(a) Raumzeigermodulation

(b) Modifizierte Raumzeigermodulation

Abbildung 4.3: Der gewünschte Spannungsraumzeiger wird bei der herkömmlichen Raumzeigermodulation aus den benachbarten, aktiven Spannungsraumzeigern gebildet. Bei der modifizierten Raumzeigermodulation werden die benachbarten Raumzeiger für eine längere Zeit eingeschaltet und anschließend mit den jeweils entgegengesetzten Raumzeigern kompensiert.

Es existieren mehrere Ansätze einer entsprechend angepassten Modulation. In jedem Fall wird die Einschaltdauer der aktiven Spannungsraumzeiger verlängert. Die fehlerhafte Spannungs-Zeit-Fläche muss mittels der entgegengesetzten Raumzeiger kompensiert werden. Analog zur Raumzeigermodulation werden, wie in Abb. 4.3 dargestellt, die dem Sollspannungsraumzeiger benachbarten, zusätzlich jedoch mindestens einer der entgegengesetzten Raumzeiger genutzt [66].

Bei einer Sinus-Dreieck-Modulation kann der Aussteuergrad während der ersten Puls-Halbperiode mit einem positiven Offset überlagert werden und während der zweiten Halbperiode mit einem negativen Offset. Auch dies ergibt im zeitlichen Mittel einer Taktperiode den Sollspannungsraumzeiger.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, drei Trägersignale zu nutzen, welche je nach gewünschter Testsignalamplitude gegeneinander verschoben werden oder drei Trägersignale mit unterschiedlichen Verläufen zu verwenden [S3, 67].

Der größte Vorteil einer modifizierten PWM ist die hohe Testsignalfrequenz. Insbesondere bei der Nutzung schnell taktender Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (MOSFETs) ($f_T \geq 20\text{kHz}$) werden die erzeugten Geräusche in den nicht hörbaren Ultraschallbereich verschoben. Nachteilig wirkt sich hingegen aus, dass die Verluste im Eisen- und Magnetmaterial aufgrund der höheren elektrischen Frequenz zunehmen und zudem die Testsignale nicht

weiter optimiert werden können, da keine getrennte Beeinflussung von d - und q -Strömen möglich ist.

Die Modifikation der PWM ist vor allem dann sinnvoll, wenn die Stromsteigungen entweder direkt gemessen oder durch eine hochfrequente Stromabtastung rekonstruiert werden können. In diesem Fall kann die Testsignalamplitude verringert werden. Die direkte Stromsteigungsmessung bietet hier den zusätzlichen Vorteil, dass nur ein einziger Messwert erforderlich ist und damit ein langsamerer AD-Wandler eingesetzt werden kann.

4.2 Optimierung von Testsignalen

Alle drei Möglichkeiten der Testsignaleinprägung sind in Kombination mit dem vorgestellten Identifikationsverfahren einsetzbar. In dieser Arbeit wird die Überlagerung der Stromsollwerte als Methode zur Testsignalinjektion untersucht, denn sie kann in den meisten Fällen bei bestehenden Antriebssystemen ergänzt werden, hat keine Rückwirkungen auf den Regelkreis und bietet Möglichkeiten zur Verringerung der unerwünschten Nebeneffekte [S6]. Diese Effekte und die Möglichkeiten ihrer Reduktion werden in diesem Abschnitt betrachtet.

Die hier erörterten Maßnahmen können auf die Testsignaleinprägung durch direkte Spannungssollwertüberlagerung übertragen werden.

4.2.1 Negative Auswirkungen von Testsignalen und mögliche Maßnahmen

Die Einprägung hochfrequenter Ströme führt zu einer ständigen dynamischen Änderung des magnetischen Zustands der Maschine. Dies ist vergleichbar mit den Auswirkungen des taktfrequenten Stromrippels, welcher jedoch in der Regel möglichst gering gehalten wird. Die unerwünschten Effekte sind ähnlich. Neben zusätzlichen Verlusten und erhöhter Geräuschentwicklung können auch unerwünschte hochfrequente Drehmomente resultieren. Im Gegensatz zum Stromrippel soll die Amplitude der Testsignale aber in der Regel möglichst hoch sein. Die Spannungskomponente, welche durch die Änderung der Flussverketung induziert wird, muss stark genug ausgeprägt sein, um sich im zeitlichen Mittelwert einer Pulsperiode deutlich vom Quantisierungsrauschen der Messeinrichtung abzuheben. Außerdem beeinflusst die Wahl der Testsignale auch die Zuverlässigkeit der Identifikation (vgl. Abschnitt 3.1.3).

Stördrehmoment

Die allgemeine Drehmomentgleichung der PMSM lautet unter Vernachlässigung von Oberwelleneffekten:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \quad (4.1)$$

Eine Veränderung der Ströme und damit der Flussverkettungen führt potenziell zu einer Drehmomentänderung. Durch die hochfrequenten Testsignale kann es also zu einer Drehmomentpulsation kommen. Diese kann je nach Ausprägung und Frequenz eine Belastung des mechanischen Aufbaus bedeuten und kann auch die angetriebene Last beeinflussen. Bei industriellen Antrieben können beispielsweise für einen Prozess unzulässige Drehmomentschwankungen entstehen, bei Traktionsmaschinen ist eine Beeinträchtigung des Passagierkomforts – auch akustischer Natur – möglich.

Insbesondere sehr hochfrequente Drehmomente werden oft bereits durch das vorhandene Trägheitsmoment gedämpft, aber es können auch, je nach Aufbau der Maschine, Geräusche emittiert werden. Eine Erhöhung der Testsignalfrequenz ist zwar eine naheliegende Abhilfe, aber nicht immer umsetzbar. Auch eine Verringerung der Testsignalamplitude ist aus bereits genannten Gründen nicht immer wünschenswert.

Die Abweichung vom Solldrehmoment bei einer Stromänderung kann für eine magnetisch lineare Maschine berechnet werden. Dazu wird die allgemeine Drehmomentgleichung zunächst mit Induktivitäten formuliert:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [\Psi_{PM} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q] \quad (4.2)$$

Der Gradient des Drehmoments ergibt sich dann zu:

$$\nabla M = \begin{pmatrix} \frac{\partial M}{\partial i_d} \\ \frac{\partial M}{\partial i_q} \end{pmatrix} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \begin{pmatrix} (L_d - L_q) \cdot i_q \\ \Psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot i_d \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

Über die Richtungsableitung kann nun die Drehmomentänderung aufgrund einer Stromänderung berechnet werden:

$$\Delta M = \nabla M(i_d, i_q) \bullet \vec{\Delta i}_{dq} \quad (4.4)$$

Idealerweise soll sich das innere Drehmoment nicht ändern. Gesucht ist also eine Stromänderung für die gilt:

$$\Delta M \stackrel{!}{=} 0 \quad (4.5)$$

Das Skalarprodukt zweier Vektoren ergibt null, wenn die Vektoren senkrecht zueinander ausgerichtet sind. Das optimale Ergebnis ist also eine Stromänderung orthogonal zum Drehmomentgradienten in der dq-Stromebene. Es ergibt sich folgende Gleichung:

$$\frac{3}{2} \cdot p \cdot \left[(L_d - L_q) \cdot i_q \cdot \Delta i_d + \left(\Psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot i_d \right) \cdot \Delta i_q \right] = 0 \quad (4.6)$$

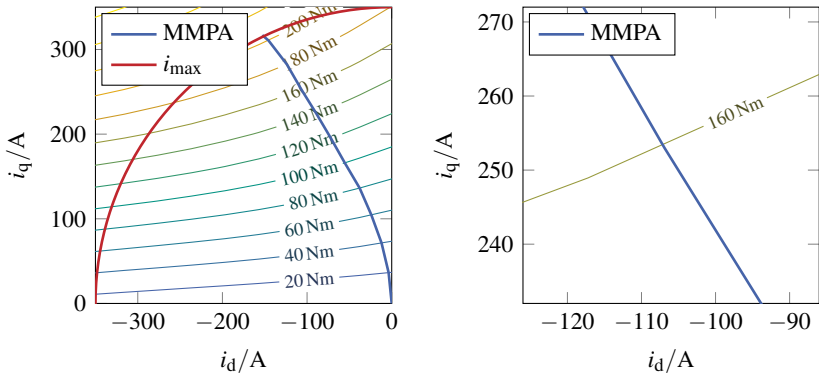
Wenn eine Testsignal-Stromkomponente vorgegeben wird, errechnet sich die Zweite somit zu

$$\Delta i_d = - \left[\frac{\Psi_{PM}}{(L_d - L_q) \cdot i_q} + \frac{i_d}{i_q} \right] \cdot \Delta i_q \quad (4.7)$$

Im Falle einer magnetisch isotropen Maschine oder im Betriebspunkt $i_q = 0$ A kann die Bedingung nur mit einer reinen d-Stromkomponente erfüllt werden. Eine grafische Darstellung kann, wie in Abb. 4.4, in der stromabhängigen Drehmomentenebene erfolgen. Vom Ursprung aus ist die Richtung des steilsten Drehmomentanstiegs gleichzeitig der Verlauf der maximalen Moment pro Ampere (MMPA)-Kennlinie, auf welcher in der Regel auch der gewünschte Betriebspunkt liegt. Orthogonal dazu schneiden die Hyperbeln konstanten Drehmoments die MMPA-Kennlinie. Eine Stromänderung, die entlang dieser Hyperbel verläuft, bewirkt keinerlei Drehmomentänderung. In einem realen System kann der Verlauf nicht exakt erfolgen, da der Strom sich nicht entlang einer Linie ändert, sondern nur von den sechs aktiven Spannungsraumzeigern beeinflusst werden kann. Die Ausrichtung der Testsignale an der Drehmomenthyperbel führt jedoch zu einer Minimierung der Drehmomentänderung.

Eisen- und Magnetverluste

Durch die hochfrequenten Testsignale wird das Material in den magnetischen Pfaden der Maschine ständig ummagnetisiert. Diese periodische Flussänderung führt zu den in Abschnitt 2.2.3 betrachteten Verlusten. Insbesondere Wirbelstromverluste steigen quadratisch mit der Frequenz der Flussverketzung und können bei den hohen Testsignalfrequenzen dominieren.



(a) Verlauf der Hyperbeln konstanten Drehmoments

(b) Die MMPA-Kennlinie schneidet die Hyperbeln im rechten Winkel

Abbildung 4.4: Stromabhängige Drehmomentverläufe mit eingezeichneter MMPA-Kennlinie

Im Gegensatz zum grundfrequenten Betrieb werden die rotororientierten Stromkomponenten periodisch verändert. Deshalb ändert sich auch in jeder Pulsperiode der magnetische Zustand des Rotors und die Eisenverluste entstehen auch dort, was sonst nur im dynamischen Betrieb oder bei stark ausgeprägten räumlichen Oberwellen der Fall ist. Dabei sind diejenigen Verluste, die im Permanentmagneten entstehen, dominant, denn dieser hat zwar eine geringere elektrische Leitfähigkeit, kann aber im Gegensatz zum Eisenmaterial nicht geblecht ausgeführt werden. Gleichzeitig sind die Verluste im Magneten kritisch, denn eine übermäßige Erwärmung kann zur Entmagnetisierung führen. Oberhalb ihrer Curie-Temperatur werden die Magneten irreversibel entmagnetisiert. Es existieren Ansätze, die Magnetverluste durch Anpassungen der Maschinengeometrie zu verringern [68, 69], doch diese können im Widerspruch zu anderen Entwurfskriterien stehen und sind nicht immer umsetzbar. Ein segmentierter Aufbau der Magnete kann die Ausprägung von Wirbelströmen verringern. Ansonsten können die zusätzlichen Eisenverluste nur durch eine Verringerung der Testsignalamplitude oder -frequenz reduziert werden. Die ausschließliche Nutzung einer q-Stromkomponente als Testsignal beseitigt zwar die Magnetverluste, kann aber im Widerspruch zu den anderen Optimierungskriterien stehen, wie beispielsweise geringeren Drehmomentschwingungen oder den noch zu betrachteten Auswirkungen auf die Identifikation.

Weitere unerwünschte Auswirkungen der Testsignale können Geräusche sein, die durch Magnetostriktion der ferromagnetischen Komponenten aufgrund der Wechselfelder entstehen. Auch führen die hochfrequenten Stromänderungen zu einer stärkeren elektromagnetischen Emission der Zuleitungen und des Motors selbst. Um in beiden Fällen die Grenzwerte nicht zu überschreiten, muss auch hier die Amplitude der Testsignale begrenzt werden.

Kupferverluste

Die zusätzliche Einprägung von Testsignalen erhöht den Effektivwert der Strangströme und damit die Kupferverluste. Die hohe Frequenz der Testsignale führt zu Stromverdrängung, was den Effekt weiter verstärkt. Die höheren Verluste verringern den Wirkungsgrad der Maschine, schränken aber auch den dauerhaften Betriebsbereich ein, da die Strombegrenzung nun für die Summe aus Stromgrundschwingung $i(t)$ und überlagertem Testsignal $i_{\text{HF}}(t)$ gilt.

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t) + i_{\text{HF}}(t)]^2 dt} \stackrel{!}{\leq} I_{\text{max}} \quad (4.8)$$

Die einzige Möglichkeit, die Verluste zu reduzieren, liegt in der Verringerung der Testsignalamplitude.

Einfluss auf die Zuverlässigkeit der Identifikation

Die Testsignale beeinflussen die geberlose Identifikation maßgeblich – schließlich ermöglichen sie diese bei niedrigen Drehzahlen erst. In Abb. 3.4 (a) wurde bereits die Auswirkung ungeeigneter Testsignaleinprägung auf die Zuverlässigkeit dargestellt. Als Maß für den Einfluss, beziehungsweise die Güte der Testsignale, kann die in Abschnitt 3.1.3 eingeführte Determinante genutzt werden.

In Gleichung (3.16) kann beispielsweise für den Fall einer magnetisch linearen Maschine erkannt werden, dass die Determinante zu Null wird, wenn gilt:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{\Psi_{\text{PM}} + i_d \cdot L_d}{i_q \cdot L_q} \cdot \frac{di_q}{dt} \quad (4.9)$$

Die Testsignale können dann eine beliebig große Amplitude haben, eine Identifikation ist dennoch nicht möglich. Auch eine stärkere magnetische Anisotropie vergrößert die Determinante dann nicht mehr.

Im Umkehrschluss gilt, dass eine genaue und störstichere Identifikation bei kleinen Drehzahlen nur dann möglich ist, wenn durch die Testsignale der Betrag der Determinante maximal vergrößert wird. Dies erfolgt zum einen durch ein geeignetes Verhältnis der Testsignalkomponenten und zum anderen durch eine Erhöhung der Stromsteigungen, also der Testsignalamplitude. Dies wirkt jedoch den Maßnahmen gegen viele der betrachteten Störeinflüsse entgegen.

Der Einfluss der Testsignale auf die Identifikation ist zudem drehzahlabhängig, denn die stromsteigungsabhängigen und drehzahlabhängigen Terme in Gleichung (3.16) können sich gegenseitig abschwächen oder aufheben.

4.2.2 Reduktion der negativen Auswirkungen

Bei Betrachtung der bisher genannten Punkte kann der Schluss gezogen werden, dass ein geberloser Betrieb kaum geeignet ist für Antriebe, die überwiegend bei kleinen Drehzahlen oder im Stillstand arbeiten. Die zusätzlichen Kosten durch Verluste und gegebenenfalls Komforteinbußen liegen dann wahrscheinlich über den Kosten eines Drehgebers. Doch viele Antriebe arbeiten nur einen Bruchteil der Betriebszeit bei kleinen Drehzahlen. Auch kann, beispielsweise durch Erhöhung der Polpaarzahl eines Antriebs, der Bereich der kritischen Drehzahlen verkleinert werden. In diesem Fall sollten die Auswirkungen dennoch möglichst gering gehalten werden. Dies erfolgt mittels einer Optimierung der Testsignale unter Berücksichtigung der oben genannten Maßnahmen.

Nahezu alle Störeffekte können durch eine Verringerung der Testsignalamplitude gemildert werden. Gleichzeitig ist ein großer Betrag der Stromänderung wünschenswert. Daher liegt es nahe, eine möglichst hohe Testsignalfrequenz mit möglichst geringer Amplitude zu nutzen. Die höchste Frequenz wird erreicht, wenn das Vorzeichen des überlagerten Stromsollwertes in jeder Pulsperiode wechselt. Niederfrequenter sinus-, dreieck- oder sägezahnförmige Testsignale können die gleiche Stromsteigung nur bei erhöhter Amplitude erreichen. Stochastische Signale, wie weißes Rauschen, können zu sehr geringen Stromänderungen führen und erzielen eine zufällige Identifikationsgüte. Niederfrequente und stochastische Signale können dennoch eingesetzt werden, denn sie eignen sich dafür, die Geräuschemission zu kontrollieren. Allerdings wird aufgrund der geringeren Zuverlässigkeit der Identifikation eine höhere Investition bei der Auslegung der Maschine oder bei der Messtechnik notwendig. Diese Art der Testsignale wird deshalb nicht weiter betrachtet.

Die optimale Überlagerung des Sollstromwertes ist also rechteckförmig und führt zu näherungsweise dreieckförmigen Stromverläufen der halben Umrichtertaktfrequenz. Als Freiheitsgrad bleiben damit noch die Amplitude und die

Phasenlage des Testsignals. Diese sollten so gewählt werden, dass ein Kompromiss zwischen den genannten negativen Effekten und der Identifikationsgüte entsteht. Dabei kann das Augenmerk bei verschiedenen Anwendungen auf unterschiedlichen Schwerpunkten liegen. Deshalb wird im folgenden keine allgemeingültige Lösung, sondern eine Methodik zur Ermittlung eines geeigneten Kompromisses vorgestellt.

Für die Ermittlung der Testsignale wird ein numerisches Optimierungsverfahren genutzt. Es wird zunächst eine Testsignalamplitude $|i_{\text{HF}}|$ gewählt, bei der keiner der Störeffekte über einem jeweils festgelegten Grenzwert liegen kann. Für die Optimierung wird dann eine Gütefunktion genutzt, die vom Phasenwinkel der Testsignale φ_{HF} abhängt und die alle betrachteten Auswirkungen berücksichtigt. Dabei werden Gewichtungparameter genutzt, die eine Priorisierung der einzelnen Aspekte erlauben.

$$f_k(\varphi_{\text{HF}}) = k_M \cdot \Delta M^2 + k_V \cdot P_{V,\text{HF}}^2 - k_J \cdot \det \mathcal{J}_{\Delta \vec{i}_{\text{dq}}}^2 \quad (4.10)$$

Die Testsignalkomponenten ergeben sich mit dem Phasenwinkel zu

$$\Delta i_{\text{d}} = |i_{\text{HF}}| \cdot \cos(\varphi_{\text{HF}}) \quad (4.11)$$

$$\Delta i_{\text{q}} = |i_{\text{HF}}| \cdot \sin(\varphi_{\text{HF}}) \quad (4.12)$$

Die Drehmomentabweichung ΔM kann dabei mit Gleichung (4.1) im aktuell betrachteten Betriebspunkt, durch Addition beziehungsweise Subtraktion der Testsignalwerte Δi_{d} und Δi_{q} , berechnet werden.

Die zusätzlichen Eisen- und Magnetverluste $P_{V,\text{HF}}$ können beispielsweise mithilfe einer FEM-Co-Simulation abgeschätzt werden. Sollte eine Ermittlung der Verluste nicht möglich sein, kann eine Hilfsfunktion genutzt werden, die einer stärkeren d-Testsignalkomponente höhere Kosten zuweist, um die Magnetverluste zu verringern.

$$P_{V,\text{HF}} = \cos(\varphi_{\text{HF}}) \quad (4.13)$$

Die Determinante der Jacobimatrix $\det \mathcal{J}_{\Delta \vec{i}_{\text{dq}}}$ muss numerisch ermittelt werden. Die Jacobimatrix der Identifikationsfunktion wird dabei gemäß Gleichung (3.29) berechnet. Die Stützpunkte können in unmittelbarer Nähe der korrekten Lösung gewählt werden.

Die Gewichtungparameter k_M , k_V und k_J können frei gewählt werden und spiegeln das Optimierungsziel wider. Da die Komponenten der Kostenfunktion

jedoch unterschiedliche Größenordnungen haben können, kann eine geeignete Normierung sinnvoll sein.

Die Kostenfunktion kann sich für den positiven und negativen Wert der Testsignalüberlagerung unterscheiden. Dann kann bei der Wahl der Testsignale jeweils der günstigere Fall berücksichtigt werden. Es kann somit im späteren Betrieb passieren, dass nur alle zwei Regelzeitperioden eine zuverlässige Identifikation erzielt werden kann. In diesem Fall muss dann der Winkel mit der letzten bekannten Drehzahl extrapoliert werden. Durch die Filterung der identifizierten Größen kann dann trotzdem eine genaue Schätzung erfolgen. Dieses Vorgehen wird in Kapitel 5 erläutert.

Bei Maschinen mit ausgeprägten räumlichen Oberwellen muss bei der Optimierung auch der Rotorwinkel berücksichtigt werden. Hierbei sollte jedoch der ungünstigste Punkt entlang des Rotorumlafs für die Kostenfunktion verwendet werden. Dadurch kann gewährleistet werden, dass später ein uneingeschränkter Betrieb der Maschine möglich ist, da das Optimierungsergebnis bereits den ungünstigsten Fall berücksichtigt.

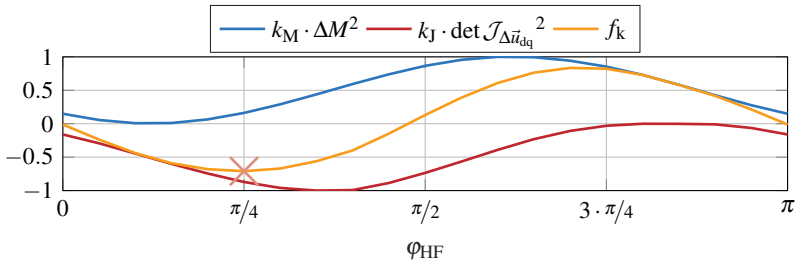
Wenn mithilfe der Kostenfunktion der optimale Phasenwinkel der Testsignalprägung gefunden wurde, kann bei Bedarf noch die Testsignalamplitude reduziert werden, bis das Mindestmaß der Zuverlässigkeitskennzahl erreicht ist. Alle anderen Störeffekte werden durch die Verringerung der Amplitude abgemildert.

Die Optimierung muss für mehrere Strombetriebspunkte durchgeführt werden, um ein Testsignal-Kennfeld zu erhalten. Zwischen den Stützpunkten der Optimierung ist im späteren Betrieb eine Interpolation notwendig.

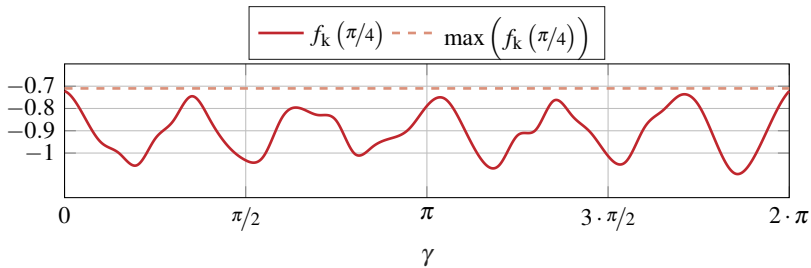
Für eine beispielhafte Kostenfunktion sollen die Drehmomentwelligkeit sowie die Zuverlässigkeit der Identifikation berücksichtigt werden. Für die betrachtete Maschine, welche auch im experimentellen Teil untersucht wird, soll die Testsignalamplitude zu $|i_{HF}| = 10\text{ A}$ festgelegt werden. Für einen ausgewählten Arbeitspunkt sind die Kostenfunktion und ihre Komponenten in Abb. 4.5 (a) dargestellt. Die Normierung erfolgt auf die jeweils maximalen Werte. Ansonsten werden beide Komponenten gleich gewichtet.

Diejenige Komponente der Kostenfunktion, welche die Determinante berücksichtigt, erreicht für einen gewissen Phasenwinkelbereich den Wert 0. Eine Identifikation ist dann trotz Testsignal unmöglich. Hieran erkennt man, dass durchaus Testsignale existieren, die keinerlei Nutzen für die Identifizierbarkeit haben. Die Testsignaloptimierung ist deshalb entscheidend für eine ideale gerberlose Betriebsstrategie eines Antriebssystems.

In Abb. 4.5 (b) ist zudem der Verlauf der Kostenfunktion über eine elektrische Rotorumdrehung für den optimalen Testsignal-Phasenwinkel des betrachteten



(a) Komponenten der Kostenfunktion und ihrer Komponenten über dem Phasenwinkel der Testsignaleinprägung



(b) Verlauf der Kostenfunktion für einen bestimmten Phasenwinkel über eine elektrische Rotorumdrehung

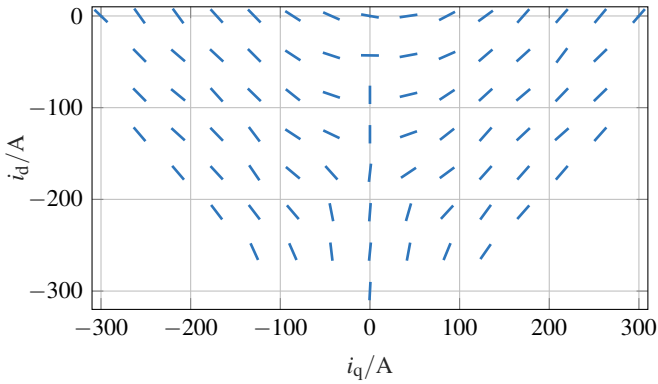
Abbildung 4.5: Gütefunktionen in einem Betriebspunkt (Nenn Drehmoment)

Arbeitspunktes dargestellt. Der ungünstigste Fall über dem Rotorumfang ist der für die Optimierung berücksichtigte Wert.

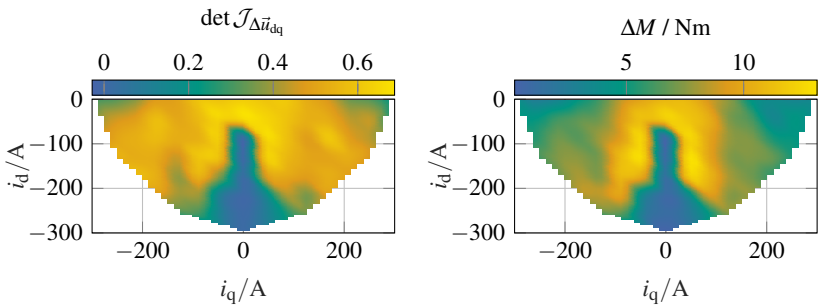
Die Testsignale werden für das Beispiel auch in den restlichen Betriebspunkten nach dem gleichen Prinzip optimiert. Das Ergebnis ist in Abb. 4.6 dargestellt.

Die für den Stillstand der Maschine ermittelten Testsignale können auch bei kleinen Drehzahlen genutzt werden. Eine Testsignaleinprägung ist dabei bis zu derjenigen Drehzahl sinnvoll, bei der die Zuverlässigkeit ohne Testsignaleinprägung mindestens derjenigen im Stillstand mit Testsignaleinprägung entspricht. Eine genauere Untersuchung dieser Grenze erfolgt in Kapitel 5.

Die in der Arbeit praktisch untersuchte Maschine ist aufgrund ihrer starken Oberwellen und vergleichsweise schwach ausgeprägten Anisotropie nicht gut für die geberlose Identifikation bei kleinen Drehzahlen geeignet. Es soll dennoch überprüft werden, ob ein stabiler Betrieb in allen Arbeitspunkten möglich



(a) Ermitteltes Testsignalkennfeld. Die Mittelpunkte der Striche markieren den Arbeitspunkt, in dem die jeweiligen Testsignale ermittelt wurden. Die Neigung der Striche stellt den Phasenwinkel der Testsignaleinprägung dar. Die Länge entspricht der Testsignalamplitude.

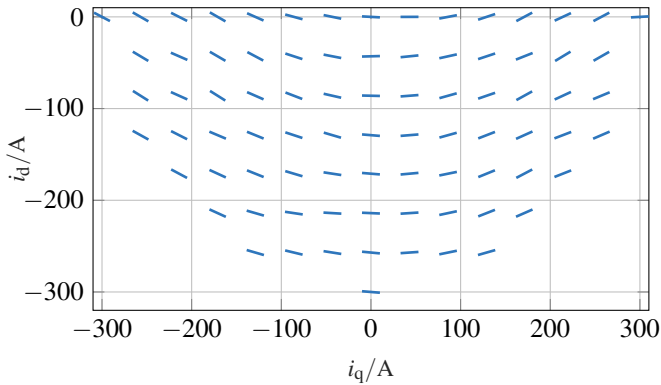


(b) Resultierendes Zuverlässigkeitskennfeld

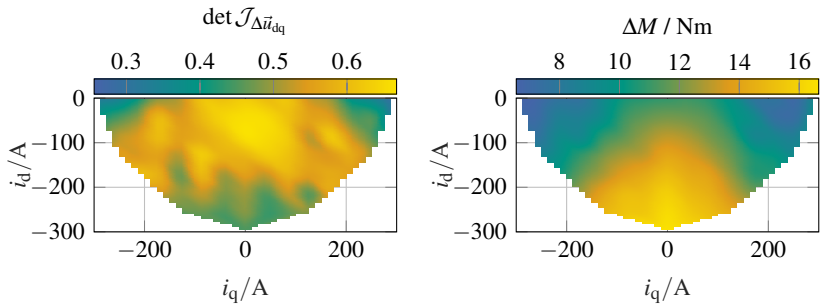
(c) Resultierendes Drehmomentabweichungskennfeld

Abbildung 4.6: Optimierungsergebnis für gleich gewichtete Drehmomentabweichung und Zuverlässigkeit

ist. Für die Testsignaloptimierung wird als Kostenfunktion deshalb ausschließlich die Zuverlässigkeit der Identifikation berücksichtigt. Die resultierenden, für die weiteren Untersuchungen genutzten Testsignale sind in Abb. 4.7 dargestellt.



(a) Ermitteltes Testsignalkennfeld. Die Mittelpunkte der Striche markieren den Arbeitspunkt, in dem die jeweiligen Testsignale ermittelt wurden. Die Neigung der Striche stellt den Phasenwinkel der Testsignaleinprägung dar. Die Länge entspricht der Testsignalamplitude.



(b) Resultierendes Zuverlässigkeitskennfeld

(c) Resultierendes Drehmomentabweichungskennfeld

Abbildung 4.7: Optimierungsergebnis mit der Zuverlässigkeit der Identifikation als einzigem Optimierungsziel

5

Sensitivitätsanalyse der geberlosen Identifikation

Die Entscheidung, ob ein Antriebssystem ohne Drehgeber betrieben wird, kann erst getroffen werden, wenn die potenziellen Auswirkungen dieser Maßnahme bekannt sind. Nur dann ist es möglich zu bestimmen, ob die Vorteile überwiegen oder mögliche Risiken auftreten, welche die Betriebssicherheit gefährden.

Da das elektromagnetische Verhalten der Maschine als Informationsquelle zur Ermittlung der Rotorlage und -drehzahl genutzt wird, die Maschine selbst also Teil der Messeinrichtung ist, gibt es einige Anforderungen, welche von ihrer Auslegung abhängen. Eine Maschine kann allerdings nicht ausschließlich für die geberlose Identifikation optimiert werden, da viele weitere Faktoren wie Leistungs- und Drehmomentdichte oder noise, vibration, harshness (NVH)-Aspekte berücksichtigt werden müssen. Es ist deshalb unmöglich, universell gültige Entwurfsrichtlinien aufzustellen. Ein aussagekräftiges Maß wird benötigt, mit welchem die Eignung einer Maschinenauslegung für den geberlosen Betrieb noch in der Entwurfsphase bewertet werden kann. Das vorgestellte geberlose Identifikationsverfahren erlaubt es, die Auswirkungen von Störeinflüssen anschaulich zu bewerten. Damit kann neben der Genauigkeit der Identifikation auch die Störsicherheit bemaßt werden.

In diesem Kapitel wird die Sensitivitätsanalyse der geberlosen Identifikation am Beispiel einer realen Maschine betrachtet, um Aussagen über die Nutzbarkeit in

einem Antriebssystem treffen zu können und die in Abschnitt 3.1.3 vorgestellte Bewertungszahl zu validieren.

Zunächst wird die Auswirkung verschiedener Betriebspunkte auf die Zuverlässigkeitskennzahl untersucht. Auch der Einfluss unterschiedlicher Maschinenparameter wird betrachtet. Schließlich werden mithilfe der Zuverlässigkeitskennzahl Fehlerprädiktionen durchgeführt, die in Kapitel 6 experimentell überprüft werden.

5.1 Auswirkungen von Identifikationsfehlern

Eine fehlerhafte Identifikation von Rotorlage und -drehzahl wirkt sich negativ auf das Betriebsverhalten der Maschine aus. Dabei können drei wesentliche Punkte benannt werden, die auch im Rahmen einer Sensitivitätsanalyse in Betracht gezogen werden sollten.

5.1.1 Drehmomentabweichung

Da das gestellte Drehmoment bei Drehfeldmaschinen nicht nur von der Stromstärke, sondern auch vom Phasenwinkel des Stroms abhängt, führt eine Winkelabweichung auch zu einer Abweichung des inneren Drehmoments vom Sollmoment. Die gemessenen Strangströme werden mit einem Winkelfehler in das dq-Koordinatensystem transformiert. Der Stromregler erreicht dann scheinbar die für ein bestimmtes Drehmoment benötigten Sollströme. Die tatsächlichen d- und q-Stromkomponenten weichen jedoch von den Sollwerten ab. Eine falsch identifizierte Drehzahl bewirkt eine fehlerhafte Entkopplung der d- und q-Komponenten, was sich auf die Dynamik des Stromreglers auswirkt. Das Erreichen des Soll Drehmoments kann dadurch verzögert werden. Das kann den Anforderungen an die Dynamik eines Antriebs entgegenstehen. Beispielsweise kann ein Dead-Beat Verhalten nicht mit einer fehlerhaften Lage- und Drehzahlinformation erreicht werden.

5.1.2 Verringerung des Wirkungsgrads

Üblicherweise werden die Sollwerte der Maschinenströme im Hinblick auf die entstehenden Verluste optimiert. Dadurch wird gewährleistet, dass ein gewünschtes Drehmoment stets mit minimalen Stromwärme- und Eisenverlusten erreicht wird. Wenn diese vorab bestimmten Sollwerte nicht gestellt werden, weil ein falscher Transformationswinkel genutzt wird, so sinkt auch der Wirkungsgrad der Maschine, denn die gleiche mechanische Leistung kann nun nur noch mit erhöhten Verlusten erreicht werden.

Weiterhin kann ein periodischer Identifikationsfehler auftreten. Der identifizierte Winkel oszilliert dann um den korrekten Winkel. In diesem Fall sind die vom Stromregler scheinbar glatt geregelten d- und q-Stromkomponenten tatsächlich wellig. Durch das Schwingen der Stromkomponenten kommt es zu einer Drehmomentpendelung. Außerdem tritt der gleiche Effekt wie bei der Testsignaleinprägung auf – durch das zusätzliche Auf- und Abmagnetisieren

des Rotormaterials entstehen zusätzliche Verluste und der Wirkungsgrad sinkt zusätzlich.

5.1.3 Stabilität der Regelung

Letztendlich können sich eine falsche Transformation der Ströme und eine fehlerhafte Entkopplung auch auf die Stabilität der Regelung auswirken.

Wenn der identifizierte Winkel zu stark vom tatsächlichen abweicht, sind die Reglerparameter, die sich für d- und q-Stromkomponente unterscheiden können, unter Umständen nicht mehr geeignet für eine stabile Regelung. Dies kann insbesondere bei magnetisch sehr hoch ausgenutzten Maschinen mit starken Sättigungseffekten zutreffen, weil die optimalen Reglerparameter dann eine zusätzliche Abhängigkeit vom Betriebspunkt aufweisen.

Potenziell kann es auch zu Wechselwirkungen zwischen Identifikation und Regelung und einem Aufschwingen des Reglers kommen. Eine fehlerhafte Identifikation wirkt sich für den Regler als Störgröße aus.

Eine instabile Regelung ist ein eindeutiges Ausschlusskriterium für den geberlosen Betrieb einer Maschine.

5.2 Einfluss der Maschinenparameter und des Betriebspunktes auf die Zuverlässigkeit

Der Betriebspunkt der Maschine hat einen wesentlichen Einfluss auf die Zuverlässigkeit der Identifikation. So erfordern sehr geringe Drehzahlen zusätzliche Testsignale, um eine Identifikation zu ermöglichen. Bei hohen Drehmomenten kann diese aber dennoch versagen, wenn die magnetische Anisotropie aufgrund von Sättigungseffekten nur noch schwach ausgeprägt ist. Gleichzeitig kann bei hohen Drehzahlen in der Regel ein gutes Identifikationsergebnis erzielt werden. Dieser Zusammenhang wird auch von der eingeführten Zuverlässigkeitskennzahl widergespiegelt, wie es analytisch in Gleichung (3.16) dargelegt ist. Bei der Betrachtung der Kennzahl für reale Maschinen und Betriebspunkte können daraus weitere Schlüsse für den geberlosen Betrieb gezogen werden.

Im Folgenden wird deshalb zunächst der Einfluss von Drehzahl und Strom-Arbeitspunkt im stationären Betrieb auf die Zuverlässigkeitskennzahl betrachtet. Zusätzlich werden die Einflüsse von Oberschwingungen und unterschiedlich ausgeprägter Anisotropie verglichen.

Die Kennzahl wird jeweils mit Gleichung (3.14) numerisch für eine Maschine mit nichtlinearem elektromagnetischen Verhalten berechnet. Dabei werden von

Gleichung (3.16) abweichende Ergebnisse erzielt, da für die analytische Berechnung die Zeitdiskretisierung sowie nichtlineare Maschineneigenschaften vernachlässigt wurden. Bei der Maschine handelt es sich dabei um diejenige, die auch im praktischen Teil dieser Arbeit messtechnisch untersucht wird. Zusätzlich werden Modifikationen an den Parametern dieser Maschine durchgeführt, um die Einflüsse der jeweiligen Parameter zu erfassen.

Die absolute Höhe der Kennzahl ist dabei nebensächlich. Entscheidend ist die relative Änderung der Kennzahl bei unterschiedlichen Betriebspunkten und Maschinenparametern. Die Zahl ist ein Mittel zum Vergleich unterschiedlicher Maschinen oder Betriebspunkte im Hinblick auf den geberlosen Betrieb. Eine konkrete Fehlerabschätzung erfolgt im weiteren Verlauf dieses Kapitels.

5.2.1 Hohe Drehzahl

Zunächst wird das Kennfeld der Zuverlässigkeitskennzahl bei Nenndrehzahl untersucht. In Abb. 5.1 (a) ist das Kennfeld unter Vernachlässigung aller Oberwelleneffekte dargestellt. Man erkennt zunächst, dass die Kennzahl im gesamten Betriebsbereich der Maschine über dem zehnfachen Wert derjenigen Kennzahlen liegt, die bei der Testsignaloptimierung in Abb. 4.7 maximal ermittelt wurden. Dies entspricht der Tatsache, dass eine geberlose Identifikation bei hohen Drehzahlen deutlich zuverlässiger ist.

Die Kennzahl ist stark abhängig von den d - und q -Stromkomponenten. Dabei wird die Identifikation zuverlässiger, je höher der negative d -Strom ist. Dies steht im Gegensatz zu der Vorhersage der analytischen Gleichung, welche bei negativ werdendem d -Strom eine immer schlechtere Zuverlässigkeit vorhersagt mit einem Minimum im Punkt der vollständigen Kompensation der Permanentmagnetflussverkettung. Da das vorgestellte Verfahren jedoch die zeitdiskreten Modellgleichungen zur Lösung verwendet, kann stets angenommen werden, dass Rotorlage und -drehzahl des vorherigen Zeitschritts bekannt sind. Durch die Kenntnis dieser Größen sowie der gemessenen Strangströme, kann mithilfe der Spannungsgleichungen eine zuverlässigere Lösung gefunden werden.

Mit betragsmäßig steigendem q -Strom nimmt die Zuverlässigkeit bei gleichzeitig negativem d -Strom ab, unterschreitet jedoch nie den Wert im stromfreien Zustand. Entlang der MMPA-Kennlinie ändert sich die Kennzahl nur gering, weshalb im stationären Betrieb mit einer nahezu konstanten Zuverlässigkeit bei einer bestimmten Drehzahl zu rechnen ist.

Abb. 5.1 (b) zeigt das Kennfeld für den Fall, wenn die Maschine linear und magnetisch isotrop wäre. Die d - und q -Induktivitäten der Maschine sind also identisch und in der gesamten Stromebene konstant. Die Kennzahl ist nun

unabhängig von der aktuellen Stromstärke. Sie entspricht in jedem Strombetriebspunkt dem Wert der anisotropen Maschine im stromlosen Zustand.

Bei halber Nenndrehzahl und ursprünglicher Maschine ergibt sich ein Kennfeld wie in Abb. 5.1 (c) dargestellt. Die Kennzahl entspricht nun in jedem Strombetriebspunkt etwa der Hälfte des Wertes bei Nenndrehzahl. Die Zuverlässigkeit der Identifikation ändert sich also nahezu linear mit der Drehzahl. Dies wird in Abb. 5.2 (a) verdeutlicht, indem die berechnete Zuverlässigkeitskennzahl bei Nenndrehmoment in Abhängigkeit von der Drehzahl und ohne Testsignaleinfluss dargestellt wird.

Um auch den Einfluss der Oberwellen zu berücksichtigen, wird ein weiteres Kennfeld bei Nenndrehzahl ermittelt. Es wird dabei die Tatsache berücksichtigt, dass die Zuverlässigkeitskennzahl, genauso wie die restlichen elektromagnetischen Parameter, rotorlageabhängig sind. Ein solcher Verlauf über eine Rotorumdrehung ist in Abb. 5.2 (b) bei Nenndrehmoment und Nenndrehzahl dargestellt. Für die Kennfeldermittlung wird in jedem Strombetriebspunkt der jeweils ungünstigste Wert der Kennzahl über einem Rotorumlauf bestimmt. Das ist der entscheidende Wert für die Bewertung der Tauglichkeit einer Maschine für den geberlosen Betrieb.

Das resultierende Kennfeld in Abb. 5.1 (d) weist eine zusätzliche Abhängigkeit der Zuverlässigkeitskennzahl von Winkel und Länge des Stromraumzeigers auf. Diese wirkt sich jedoch bei hohen Drehzahlen nicht gravierend auf das Ergebnis aus.

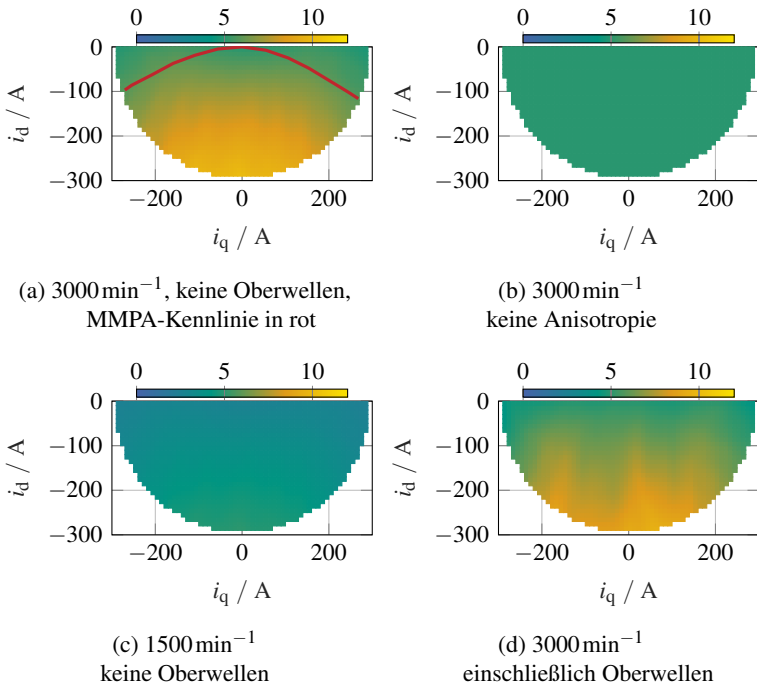


Abbildung 5.1: Numerisch ermittelte Kennfelder der Zuverlässigkeitskennzahl bei unterschiedlichen Drehzahlen und elektromagnetischen Maschineneigenschaften

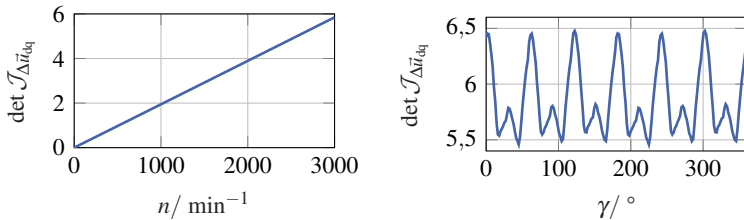


Abbildung 5.2: Abhängigkeit der Zuverlässigkeitskennzahl von Rotorlage und -drehzahl

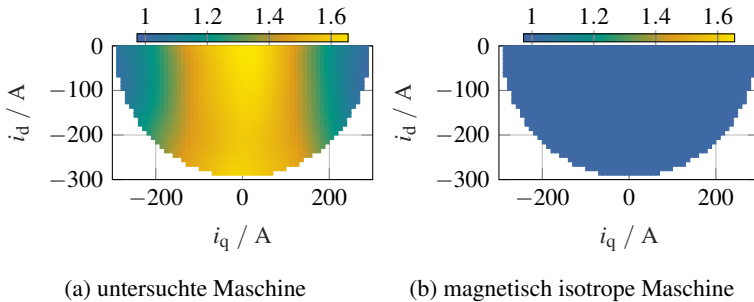


Abbildung 5.3: Stromabhängigkeit der Schenkligkeit ξ

5.2.2 Stillstand und geringe Drehzahl

Die in Kapitel 4 betrachteten Testsignale sind eine Voraussetzung für einen geberlosen Betrieb bei kleinen Drehzahlen und im Stillstand. Darüber hinaus sind auch hier der aktuelle Betriebspunkt und die elektromagnetischen Parameter der Maschine entscheidende Faktoren für die Zuverlässigkeit der Identifikation. Dieser Einfluss soll im Folgenden untersucht werden. Testsignale sind eine Maßnahme, die zusätzliche Nachteile für den Betrieb bedeutet und nur bei unbedingter Notwendigkeit genutzt werden sollte. Deshalb wird auch ermittelt, bis zu welcher Drehzahl eine Testsignaleinprägung sinnvoll ist.

Eine der wichtigsten Eigenschaften, die eine Identifikation der Rotorlage im Stillstand überhaupt ermöglicht, ist die magnetische Anisotropie, oder als Maß dafür die in Gleichung (2.27) beschriebene Schenkligkeit. Betriebspunkte, in welchen die d- und q-Komponenten der Stranginduktivitäten identisch sind, sind nicht für einen geberlosen Betrieb geeignet. Die Induktivitäten sind dann nicht mehr von der Rotorlage abhängig und somit nicht als Informationsquelle für die Rotorlage dienlich.

Maschinen werden somit je nach Eignung für den geberlosen Betrieb klassifiziert. Uneingeschränkt geeignete Maschinen haben im gesamten Betriebsbereich eine Schenkligkeit ungleich eins.

Eingeschränkt geeignete Maschinen, wie die in dieser Arbeit untersuchte, weisen diese Eigenschaft in den meisten Betriebspunkten auf. Bei betragsmäßig hohen q-Komponenten der Strangströme sinkt die q-Komponente der Induktivitäten aufgrund von Sättigung so stark ab, dass die Schenkligkeit sich dem Wert eins annähert. Das Schenkligkeitskennfeld der untersuchten Maschine ist in Abb. 5.3 (a) dargestellt.

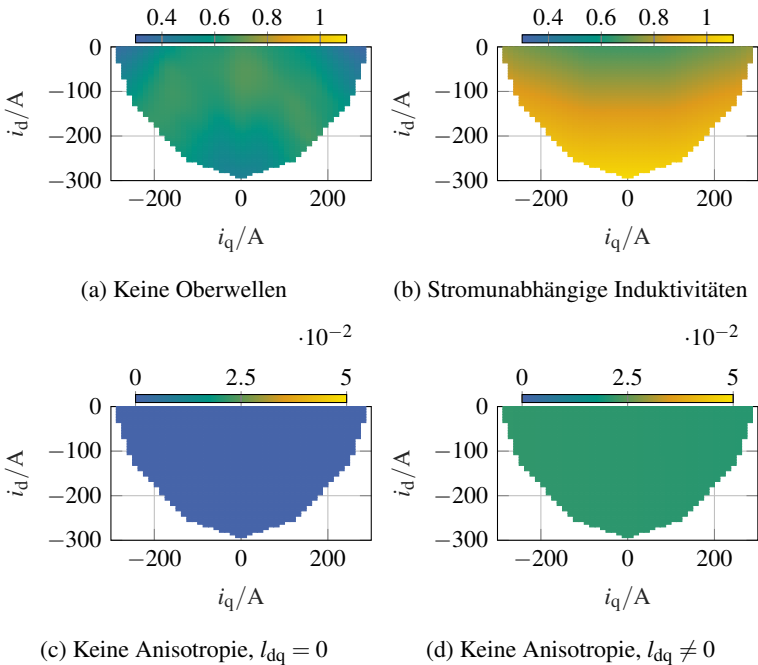


Abbildung 5.4: Numerisch ermittelte Kennfelder der Zuverlässigkeitskennzahl im Stillstand mit Testsignaleinprägung bei unterschiedlichen elektromagnetischen Maschineneigenschaften

Ungeeignete Maschinen haben magnetisch isotrope Rotoren und weisen, wie in Abb. 5.3 (b), im gesamten Kennfeld einen Schenkligkeitswert nahe eins auf. Solche Maschinen können in manchen Fällen geberlos gestartet werden, indem hohe, positive Werte des d-Stroms eingestellt werden. Dadurch sinkt der Wert der d-Induktivität und es tritt wieder eine Schenkligkeit auf. Diese Maßnahme wird hier jedoch nicht weiter betrachtet.

Die Schenkligkeit alleine kann allerdings keine Aussage über das tatsächliche geberlose Verhalten treffen, denn sie bezieht die Art der Anregung nicht ein. Da eine reale Maschine in der Regel stromabhängige Induktivitäten aufweist, muss zur Berechnung der Schenkligkeit die differentielle Form in Gleichung (2.32) genutzt werden. Differentielle Induktivitäten sind aber nur in einem infinitesimalen Bereich um den jeweiligen Arbeitspunkt definiert. Die Anregung durch

Testsignale ändert den Strom innerhalb einer Taktperiode jedoch signifikant. Somit sollten für eine Bewertung stets diejenigen differentiellen Induktivitäten genutzt werden, die sich bei Testsignaleinprägung ergeben. Im Falle der eingeführten Zuverlässigkeitskennzahl ist dies bereits umgesetzt. Für die numerische Berechnung der Kennzahl wird das Testsignal in den Spannungsgleichungen der Maschine berücksichtigt.

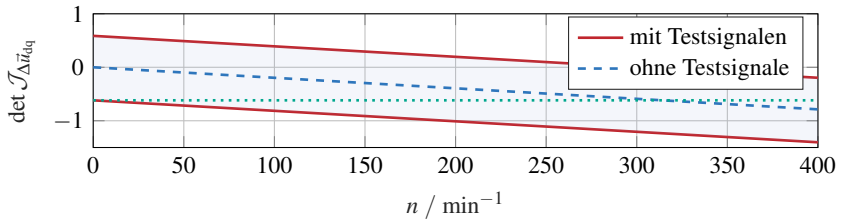
In Abb. 5.4 (a) ist die Zuverlässigkeitskennzahl im Stillstand bei Testsignaleinprägung dargestellt. Es handelt sich dabei um die im praktischen Teil untersuchte Maschine mit Vernachlässigung der Oberwelleneffekte. Für die Maschine ergibt sich ein Schenkligkeitskennfeld gemäß Abb. 5.3 (a). Die Testsignale entsprechen denjenigen in Abb. 4.7 mit einer Amplitude von 10 A.

Bei hohen Stromstärken im Bereich ähnlich großer d- und q-Stromkomponenten und im Bereich geringer Stromstärken ergibt sich die höchste Zuverlässigkeit. Der Wert der Kennzahl beträgt nur noch einen Bruchteil derjenigen bei drehender Maschine. Obwohl für hohe q-Stromkomponenten die Schenkligkeit den Wert eins annimmt, sinkt die Zuverlässigkeit aber nie auf null. Die optimierte Testsignaleinprägung resultiert in einer Schenkligkeit der wirksamen differentiellen Induktivitäten, die eine Identifikation – zumindest theoretisch – erlaubt.

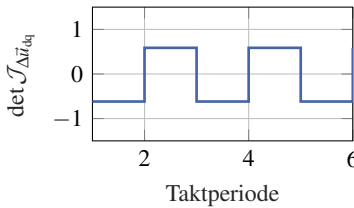
Als Gegenbeispiel wird die Zuverlässigkeit für die vollständig isotrope Maschine gemäß Abb. 5.3 (b) untersucht. Das Ergebnis in Abb. 5.4 (c) enthält lediglich numerisches Rauschen und zeigt auf, dass ein geberloser Betrieb einer solchen Maschine unmöglich wäre. Unabhängig von der Stärke und dem Phasenwinkel der Testsignale, sind die differentiellen d- und q-Induktivitäten stets identisch. Ergänzend ist in Abb. 5.4 (d) noch die Zuverlässigkeit einer isotropen Maschine aufgezeigt, die jedoch eine Kopplung der d- und q-Achse in Form einer Kreuzkopplungsinduktivität $I_{dq} \neq 0$ aufweist. Das vorgestellte Identifikationsverfahren kann auch diesen Einfluss nutzen, um die Zuverlässigkeit der Identifikation zu erhöhen, wenn auch nur in geringem Maß. Im Gegensatz dazu führt diese Kreuzverkopplung in vielen bekannten Verfahren zu einem Identifikationsfehler, der kompensiert werden muss [70]. Das liegt daran, dass diese Verfahren die Rotorposition, also die d-Achse, anhand der Richtung der geringsten wirksamen Induktivität ermitteln. Durch die Kreuzkopplung entspricht die Richtung der geringsten Induktivität jedoch nicht der d-Achse.

Abb. 5.4 (a) weist außerdem eine Verringerung der Zuverlässigkeit bei stark negativem d-Strom auf. Dieses Verhalten ist aus der Schenkligkeit alleine nicht zu erkennen.

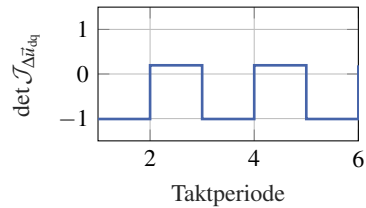
Im Falle einer magnetisch anisotropen, aber linearen Maschine verhält sich die Zuverlässigkeit bei Testsignaleinprägung wie in Abb. 5.4 (b). Die geringste Zuverlässigkeit ergibt sich hier im stromfreien Fall, wobei sie allgemein höher ist,



(a) Einhüllende der Kennzahl in Abhängigkeit von der Drehzahl



(b) Kennzahl über diskrete Taktperioden bei Stillstand



(c) Kennzahl über diskrete Taktperioden bei 200 min⁻¹

Abbildung 5.5: Einfluss der Testsignaleinprägung auf die Zuverlässigkeitskennzahl bei unterschiedlichen Drehzahlen

als bei der Maschine mit Sättigungseffekten. Bei höheren Strömen steigt die Zuverlässigkeit weiter. Eine solche Maschine wäre ideal geeignet für den geraden Betrieb bei kleinen Drehzahlen und im Stillstand. Die magnetische Linearität müsste jedoch mit einem stark erhöhten Eisenmaterialaufwand und somit hohen Kosten erkaufte werden.

Die bisherigen Betrachtungen fanden im Stillstand der Maschine statt. Testsignale werden jedoch auch bei langsam drehender Maschine benötigt, da auch dann kaum eine Information aus den induzierten Spannungen gewonnen werden kann. Eine wichtige Frage lautet, bis zu welcher Drehzahl Testsignale tatsächlich benötigt werden.

Die in Abb. 5.4 dargestellten Zuverlässigkeitskennfelder stellen die betragsmäßig kleinste Kennzahl dar, die in dem jeweiligen Betriebspunkt auftreten kann. Tatsächlich ist jedoch durch die Testsignaleinprägung in jeder einzelnen Taktperiode eine andere Kennzahl gültig. Dies liegt an der Art und Weise, wie die Testsignaleinprägung sich auf die Spannungsgleichungen und damit auch die Identifikationsgleichung auswirkt.

Abb. 5.5 (b) zeigt einen solchen Verlauf für sechs aufeinanderfolgende Taktperioden im Stillstand der Maschine für einen bestimmten Strombetriebspunkt. Die Kennzahl bleibt betragsmäßig konstant. Nur das Vorzeichen verändert sich durch die alternierende Stromänderung. In Abb. 5.5 (c) ist der Verlauf bei einer Drehzahl von 200 min^{-1} und gleicher Testsignaleinprägung dargestellt. Die Differenz zwischen den zwei sich einstellenden Kennzahlen ist unverändert im Vergleich zum Stillstand. Es kommt jedoch ein Offset hinzu, welcher die Kennzahl in jeder zweiten Taktperiode betragsmäßig größer oder kleiner werden lässt, als bei stehender Maschine.

Daraus ergeben sich zwei Erkenntnisse. Zum einen kann die Testsignaleinprägung bis zu derjenigen Drehzahl erfolgen, bei welcher der Mittelwert der Zuverlässigkeitskennzahl der Mindestanforderung für eine Identifikation genügt. Dies kann beispielsweise derjenige Wert sein, der sich im Stillstand betragsmäßig ergibt. Dieser Wert genügt bereits im Stillstand für eine ausreichend zuverlässige Identifikation. Dieser Fall ist in Abb. 5.5 (a) dargestellt. Es ist die Einhüllende der Zuverlässigkeitskennzahl bei Testsignaleinprägung sowie der Verlauf der Kennzahl ohne Testsignaleinprägung in Abhängigkeit von der Drehzahl aufgetragen. Zusätzlich markiert die grün gepunktete Linie denjenigen Wert, der sich im Stillstand ergibt. Der Schnittpunkt zwischen der grünen und blauen Linie markiert die Drehzahl, ab der in diesem Strombetriebspunkt keine Testsignale benötigt werden.

Zum anderen kann festgestellt werden, dass eine Testsignaleinprägung bei drehender Maschine dazu führen kann, dass jeder zweite identifizierte Wert unzuverlässig ist. Die Zuverlässigkeitskennzahl wird in jeder zweiten Flanke des Testsignals betragsmäßig sehr klein (vgl. Abb. 5.5 (c) und rote Linien in Abb. 5.5 (a)). Im Falle der vorgestellten Methode wird dieses Problem behoben, indem alle identifizierten Werte, deren Kennzahl eine kritische Grenze unterschreitet, verworfen werden. Die fehlenden Werte werden aus der Regressionsgeraden ermittelt, welche zur Filterung der ermittelten Rotorlage berechnet wird.

5.2.3 Prädiktion von Identifikationsfehlern

Um die Aussagekraft der Zuverlässigkeitskennzahl zu prüfen, werden erwartete Identifikationsfehler im Betrieb für einen bestimmten Fehlerfall berechnet. Hierbei wird Gleichung (3.15) genutzt, um in bestimmten Betriebspunkten den erwarteten Identifikationsfehler vorauszusagen. Diese Ergebnisse werden später mit Messergebnissen verglichen. Eine Aufzählung der größten zu erwarteten Fehlereinflüsse auf die Identifikationsgleichungen findet sich in Anhang A.

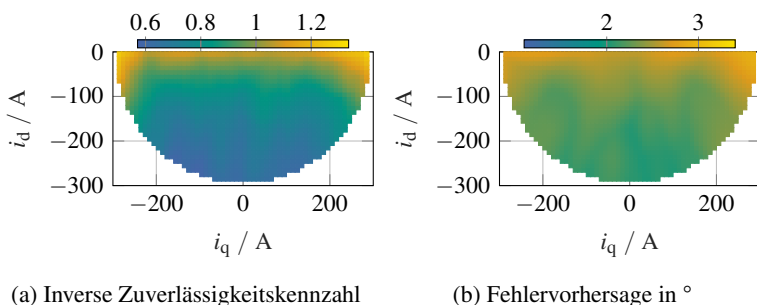


Abbildung 5.6: Kennfelder zur Schätzung des Identifikationsfehlers der Rotorlage bei 600 min^{-1}

Jeder Mess- und Modellfehler wirkt sich gemäß Gleichung (3.6) als Fehlervektor in den Identifikationsgleichungen aus. Zur Überprüfung der Vorhersage wird für die Berechnung des erwarteten Identifikationsfehlers ein künstlicher Fehler von 1 V in der Spannungsmessung angenommen. Dieser wird später auch am Prüfstand der Spannungsmessung aufgeschlagen, um die tatsächlich auftretenden Identifikationsfehler mit der Vorhersage zu vergleichen.

Der Fehler wird dabei für die statororientierte Spannungskomponente u_α angenommen. Damit wirkt sich die Abweichung sowohl auf die d- wie auch auf die q-Komponente aus und es kann für eine elektrische Umdrehung der größte Identifikationsfehler ermittelt werden.

Abb. 5.6 zeigt die zwei möglichen Kennfelder, die zur Schätzung von Identifikationsfehlern genutzt werden können. Abb. 5.6(a) zeigt dabei die inverse Zuverlässigkeitskennzahl. Sie erlaubt nur eine qualitative Abschätzung der möglichen Abweichung, kann jedoch zum direkten Vergleich unterschiedlicher Betriebspunkte oder Maschinen genutzt werden. Da hier nur der Kehrwert der bereits berechneten Zuverlässigkeitskennzahl gebildet wird, ist auch eine problemlose Berechnung im Echtzeitbetrieb möglich.

Abb. 5.6(b) hingegen zeigt die erwartete Abweichung der identifizierten Rotorlage bei einem Spannungsfehler von 1 V und einer Drehzahl von 600 min^{-1} . Gleichung (3.15) kann hierbei wie die Zuverlässigkeitskennzahl numerisch mithilfe der Identifikationsgleichungen berechnet werden.

Beide Kennfelder zeigen einen geringeren erwarteten Fehler bei betragsmäßig höherer d-Stromkomponente. Der größte Fehler wird im Bereich hoher q-Ströme erwartet. Da die vorliegende Maschine ein signifikantes Reluktanz-

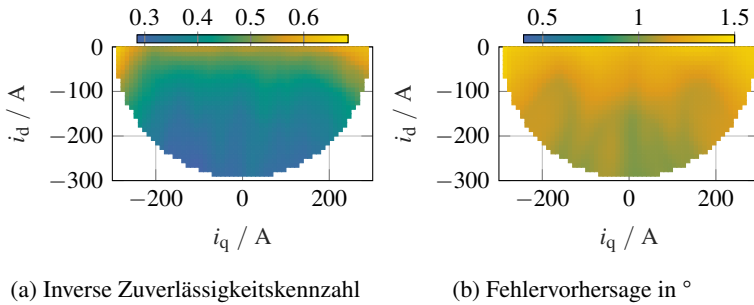


Abbildung 5.7: Kennfelder zur Schätzung des Identifikationsfehlers der Rotorlage bei 1200 min^{-1}

moment bildet, kann festgestellt werden, dass der Identifikationsfehler mit steigendem Drehmoment abnimmt, wenn das Drehmoment mit dem jeweils geringst möglichen Strombetrag eingestellt wird. Der erwartete Rotorlagefehler ist im ungünstigsten Fall etwa 1° höher als im besten.

Diese Aussagen lassen sich auch auf Prädiktion bei 1200 min^{-1} übertragen, wie in Abb. 5.7 ersichtlich. Da die Zuverlässigkeitskennzahl sich bei doppelter Drehzahl in etwa verdoppelt, sinkt der erwartete Fehler auf etwa die Hälfte und auch die Spreizung der Rotorlageabweichung halbiert sich auf $0,5^{\circ}$.

Diese berechneten Ergebnisse werden in Abschnitt 6.4.4 mit Messergebnissen verglichen.

6

Prüfstands Aufbau, Mess- und Versuchsergebnisse

Das folgende Kapitel umfasst die experimentelle Untersuchung des geberlosen Betriebs und der Sensitivitätsanalyse.

Zunächst wird der genutzte Versuchsaufbau vorgestellt. Dabei werden sowohl die untersuchte Maschine, wie auch das eingesetzte Leistungselektronik- und Signalverarbeitungssystem behandelt.

Weiterhin werden Methoden erörtert, um das in Kapitel 2 hergeleitete Maschinenmodell mithilfe von Messreihen am Versuchsstand zu parametrieren. Dazu werden die Bedingungen und Voraussetzungen für eine solche Vermessung diskutiert und die benötigten mathematischen Zusammenhänge auf Grundlage der vorgestellten Modellgleichungen hergeleitet.

Schließlich erfolgt eine praktische Validierung der geberlosen Identifikation und der Zuverlässigkeitsbewertung. Es werden Messreihen aufgezeigt, mit welchen die Stabilität des geberlosen Betriebs im gesamten Betriebsbereich der Maschine, einschließlich dynamischer Vorgänge und dem geberlos drehzahlge-regelten Betrieb, beurteilt werden kann.

Um die Sensitivitätsanalyse zu validieren, werden Messreihen mit einem künstlichen Spannungsmessfehler durchgeführt und mit den ursprünglichen Messungen verglichen. Damit wird überprüft, ob mit der Zuverlässigkeitskennzahl eine verlässliche Prognose von Fehlereinflüssen auf die Identifikation möglich ist.

6.1 Beschreibung des Maschinenprüfstands

Die folgenden Abschnitte erläutern den Prüfstands Aufbau, der für die experimentellen Untersuchungen eingesetzt wurde. Nach einer Beschreibung der Anforderungen und des grundlegenden Aufbaus werden die genutzte Leistungselektronik, Signalverarbeitungsplattform und Messtechnik beschrieben.

6.1.1 Prüfstandskonzept

Der Maschinenprüfstand wird eingesetzt, um das Verhalten einer Prüflingsmaschine mithilfe einer Belastungsmaschine in beliebigen Betriebspunkten zu untersuchen. Durch eine starre mechanische Kopplung der beiden Maschinen können beliebige Kombinationen aus Drehzahl und Drehmoment stationär eingestellt werden.

Durch den Einsatz von selbstgeführten Stromrichtern mit gemeinsamem Zwischenkreis ist ein verlustarmer Betrieb möglich, denn die durch eine Maschine generatorisch gewandelte elektrische Energie kann zu großen Teilen für die zweite Maschine genutzt werden. Lediglich die elektrischen und mechanischen Verluste müssen aus dem Versorgungsnetz gedeckt werden. Die Netzanschlussleistung kann dadurch deutlich unterhalb der Nennleistung der Maschinen liegen.

Als Belastungsmaschine kommt eine Drehstromasynchronmaschine der *OSWALD Elektromotoren GmbH* zum Einsatz, deren Parameter in Tabelle 6.1 aufgeführt sind. Die Prüflingsmaschine ist der Prototyp einer Traktionsmaschine, welche in einem hybridelektrischen Fahrzeug zum Einsatz kommt. Es handelt sich dabei um eine permanentmagneterregte Synchronmaschine. Der Rotor der Maschine ist mit vergrabenen Magneten ausgeführt. Der Stator ist als Einzelzahngeometrie aufgebaut. Die nominellen Parameter der Maschine sind in Tabelle 6.2 zusammengefasst.

Der Prüfstand dient im Rahmen dieser Arbeit zur Validierung der geberlosen Identifikation. Zudem soll er die Ermittlung der Maschinenmodellparameter ermöglichen. Zu diesem Zweck ist der Prüfstand mit den notwendigen Messeinrichtungen zur Erfassung elektrischer und mechanischer Größen ausgestattet.

Die Maschinenregelung, geberlose Identifikation, Ansteuerung der Leistungselektronik sowie Betriebssteuerung des Prüfstands erfolgt mithilfe eines echtzeitfähigen, digitalen Signalverarbeitungssystems.

Ein Strukturbild des Prüfstands Aufbaus ist in Abb. 6.2 dargestellt. Auf der Fotografie in Abb. 6.1 ist die Rückseite des Stromrichteraufbaus sowie der genutzte Maschinenverbund zu sehen.

Parameter		Nennwert	Maximalwert
Klemmenspannung	U	440 V	-
Phasenstrom	I	172 A	225 A
Leistung (mech.)	P_{mech}	115 kW	150 kW
Drehmoment	M	163 Nm	213 Nm
Drehzahl	n	6745 min^{-1}	12000 min^{-1}
Polpaarzahl	p	1	-

Tabelle 6.1: Parameter der Belastungsmaschine

Parameter		Nennwert	Maximalwert
Klemmenspannung	U	213 V	-
Phasenstrom	I	220 A	400 A
Leistung (mech.)	P_{mech}	50 kW	90 kW
Drehmoment	M	156 Nm	280 Nm
Drehzahl	n	3000 min^{-1}	6000 min^{-1}
Polpaarzahl	p	8	-
Statornuten	N	24	-
Schaltungsart		Dreieck	-
Parameter		Wert im Nennpunkt	Wert im Leerlauf
diff. d-Induktivität	l_{dd}	126 μH	145 μH
diff. q-Induktivität	l_{qq}	136 μH	241 μH
Schenkligkeit	ξ	1,08	1,66

Tabelle 6.2: Parameter der Prüfungsmaschine

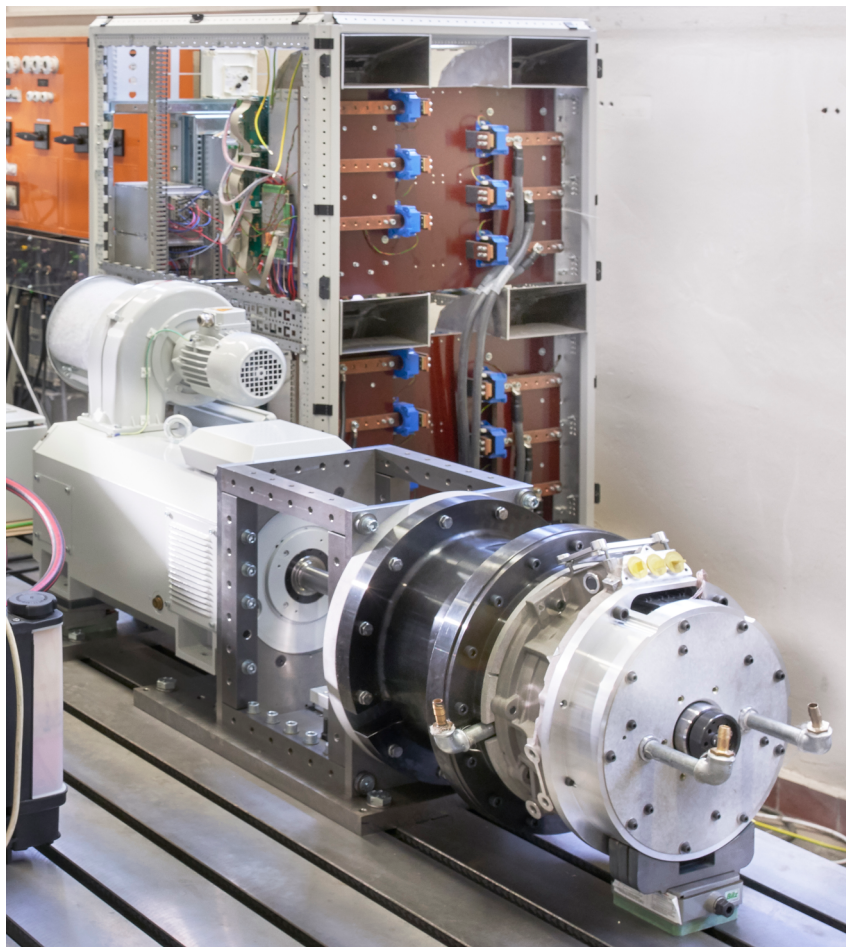


Abbildung 6.1: Foto mit Stromrichterschrank und Maschinen für die experimentelle Untersuchung der geberlosen Identifikation.
Foto: Amadeus Bramsiepe, KIT.

Parameter		Abschaltsschwelle	Maximalwert
Zwischenkreisspannung	U_{ZK}	800 V	1200 V
Phasenstrom	I	500 A	900 A _{DC}
		Nennwert	Maximalwert
Taktfrequenz	f_{sw}	8 kHz	12 kHz

Tabelle 6.3: Grenzwerte der eingesetzten Stromrichter

6.1.2 Leistungselektronik

Die eingesetzten Stromrichter sind als selbstgeführte Drehstrombrückenschaltungen (B6Cs) mit insulated gate bipolar transistor (IGBT) Halbleitern ausgeführt. Als Schalter kommen *FF900R12IE4* Module von *Infineon Technologies* zum Einsatz, welche jeweils eine Halbbrückenschaltung sowie einen NTC-Widerstand zur Chiptemperaturmessung enthalten [D1]. Zur Ansteuerung der Halbleiter werden selbst entwickelte Gate Units mit *EiceDRIVER 1ED020I12-B2* Gate Treiber ICs genutzt.

Zum Schutz der Halbbrücken dient jeweils eine Verriegelungsschaltung mit einstellbarer Mindestverriegelungszeit, die im *EiceDRIVER* integrierte Kurzschlusserkennung (desaturation protection) [D2] sowie eine Hardware-Schwellwertüberwachung der Chiptemperatur, der Zwischenkreisspannung sowie des Phasenstroms.

Es kommen insgesamt drei baugleiche Drehstrombrücken zum Einsatz. Der Netzstromrichter versorgt den gemeinsamen Zwischenkreis aus einem dreiphasigen Netz ($U_N = 120\text{ V}$, $f_N = 50\text{ Hz}$), die beiden Maschinenstromrichter dienen zur Speisung der Belastungs- und Prüflingsmaschine. Die Nenngrößen einer Drehstrombrücke sind Tabelle 6.3 zu entnehmen. Die Zwischenkreisspannung wird konstant auf den Wert $U_{DC} = 400\text{ V}$ geregelt.

6.1.3 Signalverarbeitung

Die Signalverarbeitung am Prüfstand erfolgt mit einem am ETI entwickelten Signalverarbeitungssystem. Das System besteht aus einem 16Bit-Kommunikationsbus über welchen ein Bus-Master mit verschiedenen Peripheriearten kommunizieren kann. Als Bus-Master und zentrale Recheneinheit fungiert eine Signalverarbeitungskarte, welche in verschiedenen Entwicklungsständen vorliegt. Ein digitaler Signalprozessor (DSP) übernimmt die Signalver-

arbeitung für den Netz- und Lastmaschinenstromrichter, ein system on chip (SoC) wird für den Prüflingsmaschinenstromrichter eingesetzt. Die genutzten Peripheriekarten enthalten die notwendigen AD-Wandler, Drehgeber- und Drehmomentauswertungen sowie weitere Signalanpassungsschaltungen. Eine Modulatorkarte empfängt Aussteuergrade vom DSP und generiert aus diesen die Schaltsignale für die leistungselektronischen Schalter. Außerdem sendet sie das 8kHz Interruptsignal, das die Ausführung der DSP Software auslöst. Alle Komponenten werden in einem 19-Zoll Systemgehäuse eingebaut.

Die Steuerung des gesamten Stromrichteraufbaus wird auf zwei der beschriebenen Systeme aufgeteilt. Ein DSP System dient zum Betrieb des Netzstromrichters und der Belastungsmaschine. Das zweite System führt die Berechnungen der geberlosen Identifikation durch und regelt die Prüflingsmaschine. Ein Strukturbild der Signalverarbeitung ist in Abb. 6.2 dargestellt.

Softwareentwicklung

Eine für das DSP System entwickelte Codegenerierung erlaubt eine Softwareentwicklung im Sinne des *Rapid Control Prototyping*. Damit werden in *MATLAB/Simulink* erstellte Simulationsmodelle in funktionsgleichen C-Code umgewandelt. Ein entsprechender Compiler kann anschließend Maschinencode erzeugen, welcher in Echtzeit auf der Recheneinheit ausgeführt wird und dem Verhalten des Simulationsmodells entspricht [71].

Dieses Vorgehen beschleunigt die Softwareentwicklung, da die notwendigen Simulationsmodelle in der Regel bereits aus einer vorausgehenden theoretischen Betrachtung der Problemstellung vorhanden sind. Des Weiteren werden Fehler vermieden, die beim manuellen Erstellen des Programmcodes auftreten können.

Bedienung

Zur Steuerung und Überwachung der ausgeführten Software wurde am ETI ein Monitorprogramm in *LabVIEW* entwickelt. Dieses erlaubt neben der Vorgabe von Betriebsparametern und Sollwerten die taktgenaue Erfassung und Speicherung von gemessenen und berechneten Daten. Neben einer Vielzahl möglicher Darstellungsarten der Daten können auch Auslösebedingungen für einzelne Messungen, ähnlich der Funktion eines Oszilloskops, eingestellt werden.

Das Programm erlaubt es zusätzlich, komplexe, automatisierte Messroutinen auszuführen. Neben der Einstellung der gewünschten Sollwerte können auch weitere Abläufe und Nebenbedingungen, wie das Aufheizen oder Abkühlen der Maschine oder das Abwarten eines stationären Zustands, vorgegeben werden.

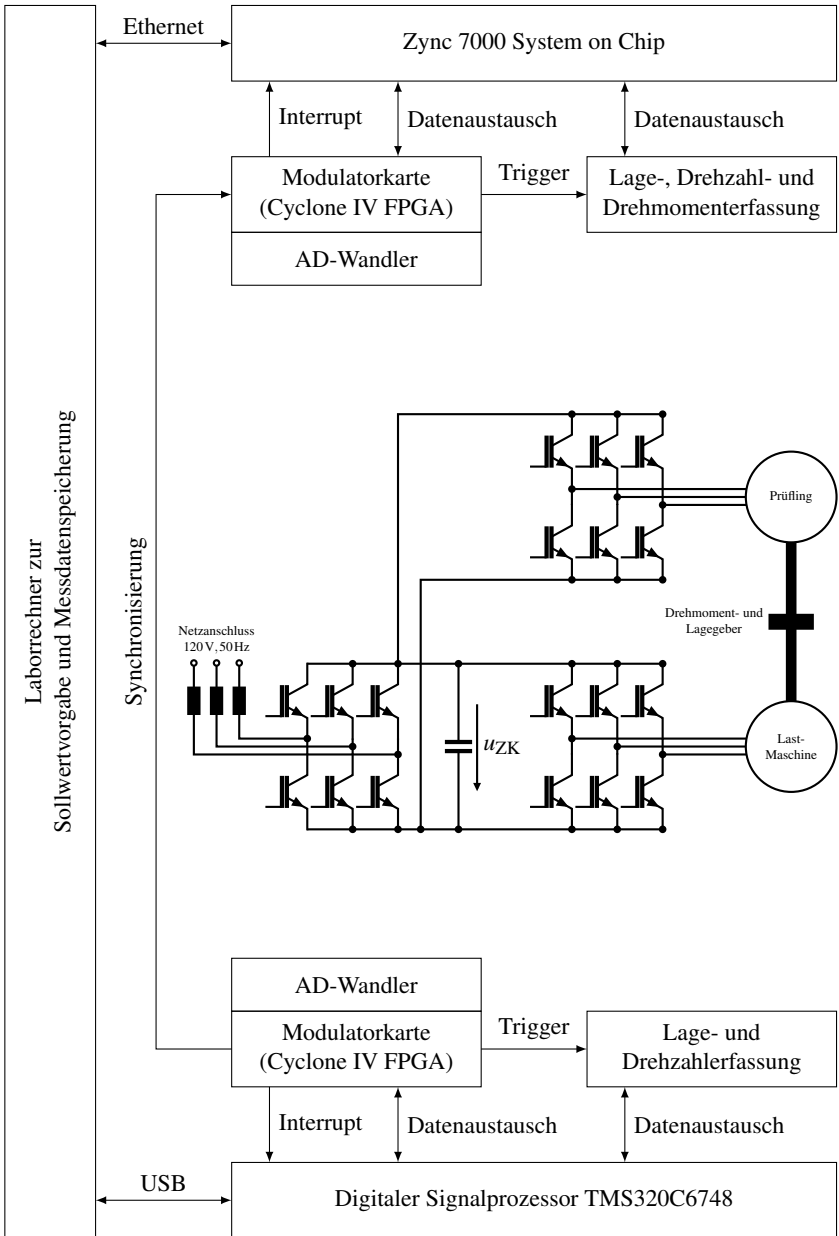


Abbildung 6.2: Strukturbild der Signalverarbeitung und des Prüfstands

Das eignet sich besonders für die Parametervermessung der Prüflingsmaschine, aber auch für systematische Analysen der geberlosen Identifikation.

Recheneinheit

Als echtzeitfähige Recheneinheit wird für den Betrieb des Netzstromrichters, der Belastungsmaschine und der Ablaufsteuerung des Gesamtsystems ein DSP von *Texas Instruments* vom Typ *TMS320C6748* eingesetzt. Der Prozessor kann die notwendigen Berechnungen für die entsprechenden Aufgaben in weniger als 125 μs durchführen. Die dazugehörige Einschubplatine wird als *DSP II* bezeichnet und wurde bereits für Experimente zahlreicher Dissertationen und Veröffentlichungen erfolgreich eingesetzt.

Für die Berechnungen der geberlosen Identifikation und die Regelung der Prüflingsmaschine wird eine weiterentwickelte Einschubkarte, der *DSP III* verwendet. Diese Karte basiert auf dem *Zynq 7030* SoC von *Xilinx*. Die potenziellen Vorteile eines SoC gegenüber einem DSP, wie die direkte Kommunikationsanbindung an einen field programmable gate array (FPGA), werden in dieser Arbeit nicht ausgenutzt, bieten aber weiteres Optimierungspotenzial im Hinblick auf zukünftige Entwicklungen der geberlosen Identifikation [72].

Der Grund für die Nutzung des *DSP III* liegt insbesondere im größeren verfügbaren Speicher und der geringeren Zugriffszeiten auf diesen. Da für die Betrachtung von Rotorlage- und Drehzahlabhängigkeiten der Flusskennfelder mehrdimensionale Tabellen hinterlegt werden müssen, steigt die benötigte Speichermenge schnell an.

Modulatorkarte

Als Modulatorkarte wird diejenige Einschubkarte des DSP Systems bezeichnet, deren Aufgabe die Ansteuerung der Leistungshalbleiter und das taktfrequente Auslösen der DSP-Berechnungen ist. Darüber hinaus stellt sie auch sicher, dass die Software auf dem DSP innerhalb einer Abtastperiode vollständig ausgeführt wird und stellt anderenfalls den taktenden Betrieb ein.

Die Funktionalität der Modulatorkarte wird auf einem FPGA vom Typ *EP4CE40F23C6N* der *Cyclone IV*-Serie von *Intel* realisiert. Dieser bietet 39600 programmierbare Logikzellen sowie 328 I/O-Schnittstellen und wird bei einer Taktfrequenz von 100 MHz betrieben.

Die Karte ist ein Teilnehmer des Kommunikationsbusses und erhält vom DSP die jeweils berechneten Aussteuergrade. Die Erzeugung der Schaltimpulse für

die Leistungshalbleiter aus den Aussteuergraden erfolgt über das Referenzkurvenverfahren mit symmetrischem Dreiecksignal. In der oberen Spitze des Dreiecks wird das Interruptsignal erzeugt, welches die DSP-Software startet. Außerdem wird die AD-Wandlung aller Momentanwerte ausgelöst und die Mittelwerterfassung abgeschlossen. Um sicherzustellen, dass keine Schalthandlung in zeitlicher Nähe der Momentanwerterfassung erfolgt, werden die Dreieckssignale der Modulatorkarten beider Signalverarbeitungssysteme synchronisiert. Die dauerhafte Synchronisierung verhindert auch, dass die Dreiecke sich aufgrund leicht unterschiedlicher Schwingquarz-Frequenzen auseinanderbewegen. Die letzte Handlung der DSP-Software ist das Senden eines Wertes an die Modulatorkarte. Hierdurch kann diese feststellen, ob das Programm innerhalb einer Abtastperiode ausgeführt wurde. Diese *Watchdog*-Überwachung ist erforderlich, um undefinierte Zustände im Betrieb und damit potenzielle Schäden zu vermeiden.

AD-Wandler

Zur Wandlung analoger Messgrößen in digitale Werte wird der integrierte Baustein *THS1206* von *Texas Instruments* eingesetzt. Dieser kann mit einer Auflösung von 12 Bit bei einer Rate von $1,5 \text{ MS s}^{-1}$ wandeln. Über eine vorgelagerte, abgleichbare Verstärkerschaltung wird der Eingangsspannungsbereich der Einschubkarte von $\pm 10 \text{ V}$ auf den Spannungsbereich des Bausteins angepasst. Die Messwerte können entweder als Quasi-Momentanwert oder als Mittelwert über eine Stromrichtertaktperiode erfasst werden. Für den Quasi-Momentanwert wird aus acht um den gewünschten Wandlungszeitpunkt herum erfassten Werten ein Mittelwert gebildet. Die taktfrequente Mittelwerterfassung addiert alle mit der maximalen Wandlungsfrequenz erfassten Digitalwerte und berechnet zum gewünschten Wandlungszeitpunkt einen Mittelwert.

Um eine hohe Dynamik der Stromregelung zu ermöglichen, werden die Ströme als Quasi-Momentanwerte erfasst. Die Ausgangsspannungen müssen aufgrund ihrer taktenden Natur als Mittelwert über eine Taktperiode ermittelt werden, um für die Maschinenvermessung und geberlose Identifikation geeignet zu sein.

6.1.4 Messtechnik

Zur Erfassung der elektrischen und mechanischen Größen werden am Prüfstand zahlreiche Messeinrichtungen verwendet. Nachfolgend wird für die relevanten Messgrößen der Sensortyp, die Messgenauigkeit und der Messort beschrieben. Relevant sind hierbei diejenigen Größen, die unmittelbar für die Vermessung

der Prüflingsmaschine oder den geberlosen Betrieb und dessen Validierung erforderlich sind.

Strommessung

Die Zuleitungsströme der Maschine werden dreiphasig am Stromrichterausgang gemessen. Als Messwandler werden Kompensationsstromwandler vom Typ *LF505S* der Firma *LEM* genutzt. Diese besitzen einen Nenn-Messbereich von $I_{\text{rms,N}} = 500 \text{ A}$ und einen maximalen Messbereich bis $|I_{\text{DC,max}}| = 800 \text{ A}$. Die Genauigkeit wird dabei mit 0,6% bei Nennstrom angegeben. Der Sensor liefert ein Stromsignal mit einem Wandlungsverhältnis von 1 : 5000 [D3].

Über einen Transimpedanzverstärker wird das Stromausgangssignal auf den Eingangsspannungsbereich des AD-Wandlers angepasst. Dabei wird der Primärstrom von $I_{\text{mess,max}} = \pm 575 \text{ A}$ auf den Spannungsbereich $U_{\text{AD,in,max}} = \pm 10 \text{ V}$ abgebildet. Der AD-Wandler wandelt das Signal mit einer Auflösung von 12 Bit. Dadurch ergibt sich eine Bit-Genauigkeit von

$$\frac{2 \cdot 575 \text{ A}}{2 \cdot 10 \text{ V}} \cdot \frac{2 \cdot 10 \text{ V}}{4096 \text{ Bit}} = 281 \frac{\text{mA}}{\text{Bit}} \quad (6.1)$$

Die Ströme werden als Quasi-Momentanwerte durch Mittelwertbildung von acht aufeinanderfolgenden AD-Wandler-Werten erfasst.

Die Strangströme der Maschine können nicht direkt gemessen werden, da die Wicklungen unzugänglich sind. Da die Maschine in einer äquivalenten Sternschaltung betrachtet wird, ist diese Einschränkung für den Betrieb ohne Bedeutung.

Spannungsmessung

Die verketteten Spannungen an den Stromrichterausgangsklemmen sowie die Zwischenkreisspannung werden gemessen. Der Messbereich beträgt jeweils $U_{\text{mess,max}} = \pm 1000 \text{ V}$. Die Anpassung an den Eingangsspannungsbereich des AD-Wandlers erfolgt über einen Spannungsteiler und eine Verstärkerkaskade. Die Bit-Genauigkeit errechnet sich zu

$$\frac{2 \cdot 1000 \text{ V}}{2 \cdot 10 \text{ V}} \cdot \frac{2 \cdot 10 \text{ V}}{4096 \text{ Bit}} = 488 \frac{\text{mV}}{\text{Bit}} \quad (6.2)$$

Die Spannungen werden als Mittelwert aller AD-Wandler-Werte über eine Taktperiode ermittelt. Dadurch sind die vom Stromrichter gestellten Spannungsmittelwerte bekannt.

Drehmomentmessung

Zur Erfassung des an der Welle wirksamen Drehmoments wird eine Drehmomentmesseinrichtung eingesetzt. Dabei kommt ein Drehmomentmessflansch vom Typ *Ki Torq 4550A* der *Kistler Instrumente GmbH* zum Einsatz. Es ist eine Messung von Drehmomenten bis $|M_{\max}| = 200\text{Nm}$ möglich. Die Genauigkeitsklasse ist mit 0,05 angegeben, was einer maximalen Messabweichung von 0,1 Nm entspricht [D4].

Der Drehmomentmesswert wird als frequenzmodulierte Pulsfolge übertragen. Die Auswertung findet auf einem FPGA statt. Dabei wird eine Kombination aus Pulszähl- und Pulsabstandsverfahren genutzt [S7].

Zwischen minimalem und maximalem Drehmoment variiert die Pulsfrequenz von 120 kHz bis 360 kHz. Bei Messung der unbelasteten Welle ergibt sich entsprechend eine Frequenz von 240 kHz. Bei einer FPGA Taktfrequenz von 120 MHz ergibt sich damit eine Quantisierungsstufe von

$$\frac{360\text{kHz}}{120\text{MHz}} \cdot |M_{\max}| = 0,6\text{Nm} \quad (6.3)$$

bei maximalem Drehmoment, beziehungsweise

$$\frac{120\text{kHz}}{120\text{MHz}} \cdot |M_{\max}| = 0,2\text{Nm} \quad (6.4)$$

bei minimalem Drehmoment.

Um zu Beginn jeder Abtastperiode das mittlere Drehmoment der letzten Periode zu kennen, findet die Auswertung jeweils über einen Zeitbereich von 125 μs statt. Die rechnerische Genauigkeit der Drehmomenterfassung ist aufgrund der Überabtastung somit deutlich höher, als die Messabweichung des Drehmomentmessflansches.

Positions- und Drehzahlerfassung

Zur Positionserfassung wird ebenfalls der beschriebene Drehmomentmessflansch eingesetzt. Dieser enthält eine Inkrementalgeberfunktion mit programmierbarer Anzahl an Impulsen (maximal je 8192) auf zwei um 90° zueinander versetzten Spuren und einem zusätzlichen Referenzimpuls. Nach spätestens einer Umdrehung des Maschinenverbands kann so die absolute Lage bestimmt werden. Die Pulszahl wurde zu 2048 gewählt, um die maximale Ausgangsfrequenz der Leitungstreiber bei hohen Drehzahlen nicht zu übersteigen [D4].

Die Auswertung der Rotorposition erfolgt ebenfalls auf einem FPGA. Hierbei wird eine Vierfachauswertung eingesetzt, sodass jede steigende und fallende Flanke auf beiden Spuren als Winkelinkrement gezählt wird. Es ergibt sich damit eine Messgenauigkeit des elektrischen Winkels von

$$\frac{360^\circ}{4 \cdot 2048} \cdot p = 0,35^\circ \quad (6.5)$$

Der ermittelte Winkel dient zum Validieren der geberlosen Identifikation, aber auch zur rotororientierten Regelung der Prüfingsmaschine bei Referenzbetrieb mit Geber.

Die Drehzahl der Maschine wird ebenfalls auf einem FPGA aus den Pulsabständen des Inkrementalgebers ermittelt [S7, 73].

Die Lastmaschine besitzt einen eigenen photoelektrischen Inkrementalgeber mit 512 Strichen. Dieser Geber dient lediglich zur feldorientierten Regelung der Belastungsmaschine und wird für die weitere Auswertung nicht betrachtet.

6.2 Ermittlung der Maschinenmodellparameter

Je mehr nicht ideale Effekte in der Modellbildung einer Maschine berücksichtigt werden, desto aufwändiger gestaltet sich die Ermittlung der Modellparameter. Dennoch ist die korrekte Vermessung und Parametrierung entscheidend für die genaue Vorhersage des Maschinenverhaltens. Entsprechend hängt davon auch die korrekte Funktionsweise der modellbasierten, geberlosen Identifikation ab.

Im Folgenden wird ein möglichst einfach zu implementierendes Verfahren zur Maschinenvermessung und zur Auswertung der Messdaten präsentiert. Ermittelt werden die elektrischen Strangwiderstände und die Flussverkettungen. Enthalten sind dabei die Auswirkungen der magnetischen Nichtlinearitäten, wie Eisensättigung und Kreuzverkopplung sowie der Rotorlageabhängigkeit der Flussverkettungen.

Für die Vermessung ist die Erfassung der Phasenströme, verketteten Spannungen sowie des Drehwinkels und der Drehzahl erforderlich. Zudem sollte die Wicklungs- und Rotortemperatur ausgewertet werden, um eine konstante Temperatur während der Vermessung sicherzustellen. Der Stromregler der Prüfingsmaschine sollte in der Lage sein möglichst glatte d- und q-Ströme – also sinusförmige Phasenströme – einzuregeln. Andernfalls kann die Stromabhängigkeit der Flüsse nicht von der Rotorlageabhängigkeit getrennt werden. Zu diesem Zweck wird ein „repetitive-control“ Ansatz verwendet [41]. Ein solcher Regler hat zwar eine sehr geringe Regeldynamik, kann jedoch auch bei unbe-

kannten, periodischen Störgrößen im quasi-stationären Zustand dem Sollwert folgen. Eine hohe Regeldynamik ist bei der Vermessung der Maschine nicht erforderlich. Die mit dem repetitive-controller erreichbare Regelgenauigkeit liegt hingegen nahe der Messgenauigkeit der Stromsensorik.

Da bei der Vermessung nur die Phasengrößen ausgewertet werden, ist es unerheblich, ob die untersuchte Maschine in Stern- oder Dreieckschaltung vorliegt.

6.2.1 Ermittlung der Strangwiderstände

Die Strangwiderstände der Maschine werden mittels Vierpunktmessung erfasst. Da der Sternpunkt der Maschine üblicherweise nicht zugänglich oder nicht vorhanden ist, müssen jeweils die zwischen den Anschlussklemmen messbaren Widerstände R_{12} , R_{23} und R_{31} erfasst werden. Aus diesen können dann die Strangwiderstände berechnet werden:

$$R_1 = \frac{R_{12}}{2} - \frac{R_{23}}{2} + \frac{R_{31}}{2} \quad (6.6)$$

$$R_2 = \frac{R_{12}}{2} + \frac{R_{23}}{2} - \frac{R_{31}}{2} \quad (6.7)$$

$$R_3 = \frac{R_{23}}{2} - \frac{R_{12}}{2} + \frac{R_{31}}{2} \quad (6.8)$$

Diese sollten idealerweise identisch sein, da ansonsten eine Asymmetrie der Wicklungen vorliegt. Bei einer symmetrischen Maschine kann für alle Modellwiderstände der Wert des Strangwiderstands angenommen werden.

6.2.2 Ermittlung der Flussverkettungen

Für die Ermittlung der Flussverkettungen wird der Maschinenverbund bei einer zunächst festen Drehzahl betrieben. Die Prüflingsmaschine wird stromgeregelt betrieben, die Belastungsmaschine drehzahlgeregelt. Dem Prüfling werden nacheinander verschiedene d- und q-Stromwertpaare als Sollwert vorgegeben. Dabei sollte ein Raster gewählt werden, welches bei der Auswertung eine möglichst genaue Interpolation erlaubt. Für die Vermessung der in dieser Arbeit untersuchten Maschine wurde ein Raster gemäß Abb. 6.3 (a) gewählt.

Sobald ein Sollwert stationär erreicht ist, wird das Monitorprogramm genutzt, um Zeitverläufe von Klemmenspannungen und Phasenströmen zu erfassen. Die Werte werden dabei taktfrequent erfasst und in Puffern bestimmter Größe gespeichert. Es ist wichtig, dass der Puffer zumindest eine komplette mechanische

Periode fassen kann, idealerweise auch mehrere. Durch eine solche Überabtastung und spätere Mittelwertbildung können eventuelle stochastische Messfehler korrigiert werden.

Die Bestimmung der Flussverkettungen aus den Messwerten erfolgt im Gegensatz zu bekannten Verfahren [74] nicht mit rotororientierten, sondern mit statororientierten Größen. Bei der Vernachlässigung von Oberwellen können die rotororientierten Spannungsgleichungen der Maschine leicht nach den Flussverkettungen aufgelöst werden. Wenn jedoch eine zusätzliche Abhängigkeit von der Rotorlage auftritt, entsteht ein verkoppeltes Differentialgleichungssystem. Dieses kann mit entsprechenden mathematischen Ansätzen gelöst werden. Hier wird jedoch eine Auswertung vorgestellt, welche die Ermittlung der strom- und rotorlageabhängigen Flussverkettungen aus den statororientierten Messgrößen erlaubt.

Um die induzierte Spannung zu berechnen, muss entsprechend Gleichung (2.38) der ohmsche Anteil von den Strangspannungen abgezogen werden:

$$\begin{pmatrix} u_{\alpha,i}(t) \\ u_{\beta,i}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{\alpha}(t) \\ u_{\beta}(t) \end{pmatrix} - \mathbf{R}_{\alpha\beta} \cdot \begin{pmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \end{pmatrix} \quad (6.9)$$

Die induzierte Spannung ist der direkte Effekt einer Änderung der Flussverkettungen. Die Zeitverläufe der Flussverkettungen können somit über folgenden Zusammenhang ermittelt werden:

$$\begin{pmatrix} \psi_{\alpha}(t) \\ \psi_{\beta}(t) \end{pmatrix} = \int_0^t \begin{pmatrix} u_{\alpha,i}(t) \\ u_{\beta,i}(t) \end{pmatrix} dt \quad (6.10)$$

Auf einem Rechensystem muss diese Berechnung zeitdiskret ausgeführt werden. Da die Zeitdauer einer Abtastperiode T_A bekannt ist, kann eine genaue numerische Integration der induzierten Spannungen erfolgen. Dabei sollten bei der Berechnung des ohmschen Spannungsanteils die Abtastperiodenmittelwerte der Ströme verwendet werden, um auch den Mittelwert der induzierten Spannungen zu erhalten.

$$\begin{pmatrix} \psi_{\alpha}(n \cdot T_A) \\ \psi_{\beta}(n \cdot T_A) \end{pmatrix} = \sum_{k=1}^n \begin{pmatrix} \bar{u}_{\alpha,i}(k \cdot T_A) \\ \bar{u}_{\beta,i}(k \cdot T_A) \end{pmatrix} \cdot T_A \quad (6.11)$$

Der auf diese Weise berechnete Verlauf der Flussverkettungen ist zunächst mit einer linearen Funktion überlagert. Das konstante Glied der Funktion hängt vom

Anfangszeitpunkt der Integration ab. Die Steigung der Funktion ist größer, je höher der Mittelwertfehler der Spannungsmesseinrichtung ist. Eine völlige Mittelwertfreiheit ist in realen Systemen ausgeschlossen. Da jedoch bekannt ist, dass die Flussverkettungen über eine Rotorumdrehung mittelwertfrei sein müssen und die Werte zu Beginn der Umdrehung denjenigen am Ende entsprechen müssen, kann die Polynomfunktion kompensiert werden.

Damit ist der jeweils am Ende einer Abtastperiode momentan verkettete Fluss bekannt. Da die Lageerfassung auch jeweils am Ende einer Abtastperiode den aktuellen Rotorlagewinkel $\gamma(n \cdot T_A)$ erfasst, kann dieser verwendet werden, um die zu genau diesem Winkelinkrement gültigen d- und q-Flusskomponenten zu berechnen.

$$\vec{\Psi}_{dq}(\gamma(n \cdot T_A)) = \mathbf{T}_{dq}(\gamma(n \cdot T_A)) \cdot \vec{\Psi}_{\alpha\beta}(n \cdot T_A) \quad (6.12)$$

Idealerweise sollten die Flussverkettungen periodisch zu jeder elektrischen Umdrehung sein. Aufgrund von Asymmetrien und fertigungsbedingten Einflüssen wie Exzentrizitäten treten aber zusätzliche Subharmonische auf, welche sich über eine mechanische Umdrehung ausprägen. Wenn die Messung von mehreren mechanischen Perioden erfolgt ist, können abschließend noch Mittelwerte der Flussverkettungen über bestimmte Winkelbereiche gebildet werden. Dadurch wird der Einfluss von Messrauschen gemindert und eventuelle Unterschiede in den einzelnen elektrischen Perioden erfasst. Die resultierenden Verläufe der Flussverkettungen müssen mithilfe eines geeigneten Tiefpassfilters von hochfrequenten Störungen bereinigt werden.

Damit sind für das jeweilige dq-Stromwertepaar die Flussverkettungen über eine mechanische Umdrehung bekannt. Der Vorgang kann für alle Messpunkte wiederholt werden, sodass letztendlich Kennfelder zur Parametrierung des Maschinenmodells gebildet werden können. Kennfelder können in den in Abschnitt 2.2.2 beschriebenen Formen winkelabhängig oder in Form von Fourierkoeffizienten erstellt werden. Die gemessenen Strom- und Spannungstrajektorien sowie die daraus berechneten Flussverkettungstrajektorien sind in Abb. 6.3 dargestellt. Die Ermittlung der Drehzahlabhängigkeiten der Flussverkettungen erfolgt, indem die Messung bei unterschiedlichen Drehzahlen wiederholt wird. Wenn nur die Grundschiebungskennfelder benötigt werden, können diese als Mittelwerte der Flussverkettungen über eine mechanische Periode berechnet werden.

Letztendlich weisen die Flussverkettungen auch eine Temperaturabhängigkeit auf, da der Permanentmagnetfluss sich mit der Temperatur ändert. Eine vollständige Messung sollte also auch bei unterschiedlichen Maschinentemperaturen

erfolgen. Der Einfluss der Temperatur wird in dieser Arbeit nicht berücksichtigt.

6.3 Maschinenregelung

Für die hier vorgestellte Identifikation ist die Wahl des Stromregelverfahrens unerheblich. Da für eine zuverlässige Identifikation die stromabhängigen Flussverkettungskennfelder bekannt sein sollten, bietet es sich an, diese auch für die Stromregelung zu nutzen. Wenn die Maschine ein Sättigungsverhalten aufweist, können die Parameter der Regelung so nachgeführt werden, dass sich in jedem Arbeitspunkt ein optimales Regelungsverhalten ergibt.

In den durchgeführten Experimenten wird eine rotororientierte Stromregelung mit PI-Reglern und adaptiver Parameternachführung nach dem Ansatz aus [74, S. 102–106] eingesetzt. Die Regelstrecke wird durch die Modellgleichung 2.33 beschrieben, wobei der Einfluss der Kreuzkoppelinduktivitäten bei der Reglerauslegung vernachlässigt wird.

Die Stromregler werden als Kompensationsregler ausgelegt. Die Wahl der Reglerparameter erfolgt nach den Einstellregeln des Betragsoptimums. Die durch Messung und Stellglied verursachten Totzeiten im Regelkreis werden dabei als PT1-Glied mit der Summenzeitkonstante

$$\tau_{\sigma} = 1,5 \cdot T_A \tag{6.13}$$

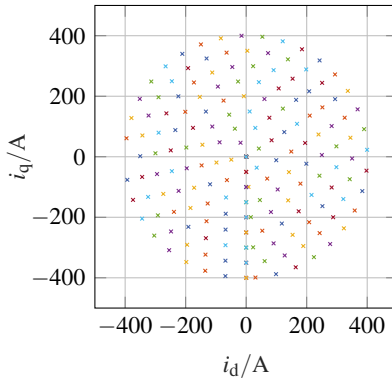
angenähert. Die Proportionalverstärkungen $K_{P,d}$ und $K_{P,q}$ ergeben sich dann zu:

$$K_{P,d} = \frac{l_{dd}}{2 \cdot \tau_{\sigma}} \qquad K_{P,q} = \frac{l_{qq}}{2 \cdot \tau_{\sigma}} \tag{6.14}$$

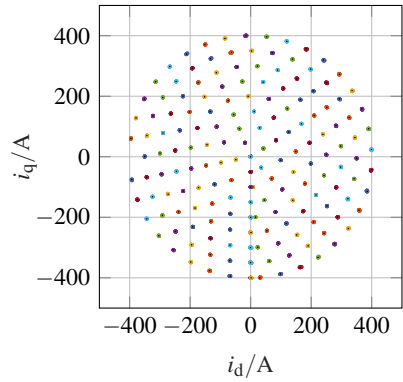
und hängen somit von den differentiellen Induktivitäten ab. Da diese sich stromabhängig ändern, werden die Proportionalverstärkungen in jeder Regelperiode nachgeführt. Die Integralverstärkungen $K_{I,d}$ und $K_{I,q}$ berechnen sich zu:

$$K_{I,d} = \frac{R_d}{2 \cdot \tau_{\sigma}} \qquad K_{I,q} = \frac{R_q}{2 \cdot \tau_{\sigma}} \tag{6.15}$$

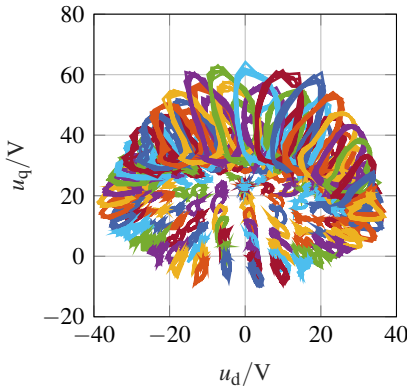
Die zwei Modellwiderstände sind dabei üblicherweise identisch und entsprechen dem Strangwiderstand. Da der Strangwiderstand grundsätzlich temperaturabhängig ist, kann auch hier eine Nachführung der Verstärkung erfolgen. Auf



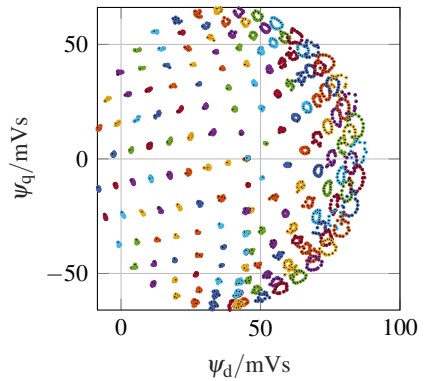
(a) Stromsollwerte



(b) Stromtrajektorien



(c) Spannungstrajektorien



(d) Flussverkettungstrajektorien

Abbildung 6.3: Die resultierenden Trajektorien für Strom-, Spannungs- und Flussverkettungsraumzeiger bei nahezu sinusförmiger Stromspeisung für die Messung eines rotorlageabhängigen Flussverkettungskennfeldes

diese Nachführung wird in der vorliegenden Arbeit jedoch verzichtet, da stets bei gleichbleibender Wicklungstemperatur gemessen wird.

Die Parameternachführung der Proportionalverstärkungen erfolgt mithilfe der bekannten Flussverkettungskennfelder. So werden auch nichtlineare Zusammenhänge zwischen Strom und Flussverkettung (z.B. Sättigungseffekte) korrekt berücksichtigt. Dabei werden neben den Flussverkettungen im aktuellen Strombetriebspunkt $\psi_d(i_d, i_q)$ und $\psi_q(i_d, i_q)$ auch die d-Flussverkettung bei q-Ist- und d-Sollstrom $\psi_d(i_d^*, i_q)$ sowie die q-Flussverkettung bei d-Ist- und q-Sollstrom $\psi_q(i_d, i_q^*)$ ermittelt. Die in der Regelzeitperiode wirksamen differentiellen Induktivitäten lassen sich dann bestimmen:

$$l_{dd} = \frac{\psi_d(i_d^*, i_q) - \psi_d(i_d, i_q)}{i_d^* - i_d} \quad l_{dq} = \frac{\psi_q(i_d, i_q^*) - \psi_q(i_d, i_q)}{i_q^* - i_q} \quad (6.16)$$

Wenn Soll- und Iststromwerte sich wenig unterscheiden oder identisch sind, wird für die Berechnung der Induktivitäten in d- sowie in q-Richtung stets ein Mindeststromschritt von 0,5 A angenommen, um eine Division durch eine zu kleine Zahl zu vermeiden.

Zur Entkopplung der d- und q-Stromregelkreise müssen zudem die Gegenspannungen

$$\vec{u}_{dq, \text{gegen}} = \begin{pmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{pmatrix} \cdot \omega \quad (6.17)$$

korrekt vorgesteuert werden. Im stationären Betrieb könnten aus den Flussverkettungskennfeldern die im aktuellen Arbeitspunkt auftretenden Flussverkettungen ausgelesen werden, um die Gegenspannung zu berechnen. Die Entkopplung im dynamischen Betrieb erfordert jedoch eine Flussprädiktion, da die zukünftigen Gegenspannungen bestimmt werden müssen. Hierbei müssen sowohl die Flussverkettungen am Ende der aktuellen Regelzeitperiode $\psi_{d,k+1}$ und $\psi_{q,k+1}$ sowie diejenigen am Ende der kommenden Regelzeitperiode $\psi_{d,k+2}$ und $\psi_{q,k+2}$ prädiziert werden. Die Werte werden entsprechend der Herleitung und Darstellung in [74, S. 107–109] ermittelt. Anschließend können die erwarteten Gegenspannungen berechnet werden:

$$\vec{u}_{dq, \text{gegen}} = \begin{pmatrix} -(\psi_{q,k+1} + \psi_{q,k+2}) \\ (\psi_{d,k+1} + \psi_{d,k+2}) \end{pmatrix} \cdot \frac{1}{2} \cdot \omega \quad (6.18)$$

Die zur Prädiktion und Berechnung genutzte Drehzahl wird mit dem vorgestellten Identifikationsverfahren bestimmt.

Bei den Versuchen mit drehzahl geregelter Maschine wird der Stromregelung ein Drehzahlregler überlagert, sodass sich eine kaskadierte Regelungsstruktur ergibt. Die Stellgröße des Drehzahlreglers ist das innere Drehmoment der Maschine. Für die korrekte Zuordnung der Soll Drehmomente zu Sollströmen wird eine vorab berechnete Tabelle genutzt, die nach dem MMPA-Verfahren ermittelt wurde. Der Drehzahlregler ist ebenfalls als PI-Regler ausgeführt und nach den Einstellregeln des symmetrischen Optimums ausgelegt.

Die Regelung wird auf dem gleichen digitalen Signalprozessor berechnet, wie der Identifikationsalgorithmus. Die Ergebnisse der Identifikation werden zur Transformation der Stromwerte und Spannungsstellgrößen sowie zur Vorsteuerung der Gegenspannungen (vgl. Abb. 1.1 und 1.2) genutzt. Bei der Drehzahlregelung wird die geberlos identifizierte Drehzahl als Istwert verwendet.

6.4 Untersuchung des geberlosen Betriebs

Die in Kapitel 3 vorgestellte Methode der geberlosen Lage- und Drehzahlidentifikation wird im Folgenden experimentell überprüft.

Zunächst wird die Initialisierung im Stillstand und bei drehender Maschine untersucht. Die Ergebnisse zeigen die Genauigkeit der Initialisierung in einem realen Antrieb.

Anschließend wird die Identifikationsgüte des geberlosen Verfahrens in wichtigen Arbeitspunkten, für den stationären und dynamischen stromgeregelten sowie dynamisch drehzahl geregelten Betrieb, untersucht.

Schließlich findet eine Validierung der Fehlervorhersage aus Kapitel 5 mittels Aufprägung eines künstlichen Spannungsfehlers und Aufzeichnung des zusätzlich entstehenden Identifikationsfehlers statt.

6.4.1 Initialisierung

Initialisierung im Stillstand

Das Initialisierungsverfahren aus Abschnitt 3.3.1 wird im Folgenden untersucht. Dafür wird der Prüfling zunächst mithilfe einer Lageregelung in bestimmte Positionen gedreht. In jeder Position finden jeweils zehn Initialisierungsvorgänge statt. Insgesamt werden 23 unterschiedliche Positionen eingestellt. Somit ergibt

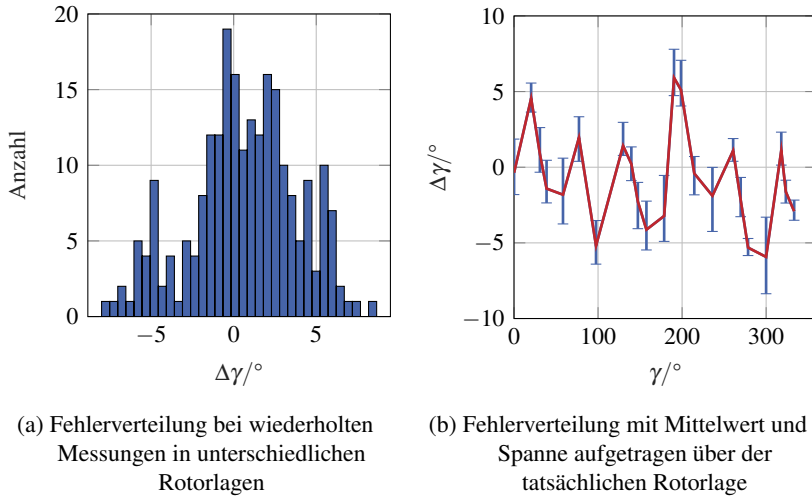


Abbildung 6.4: Resultierende Fehler der identifizierten Rotorlage nach Anwendung des Initialisierungsverfahrens im Stillstand der Maschine

sich eine Messreihe mit 230 Initialisierungsergebnissen. Anschließend werden die Abweichungen des identifizierten vom tatsächlichen Rotorlagewinkel ausgewertet.

Jede Initialisierung erfolgt mit jeweils acht gleichmäßig gegeneinander verdrehten Spannungsraumzeigern der Länge 10 V. Die anschließende Polaritätsbestimmung erfolgt mit jeweils zwei Raumzeigern der Länge 170 V (vgl. Abb. 3.10). Die experimentellen Ergebnisse zeigen, dass am vorliegenden Prüfstand stets ein Fehler $\Delta\gamma \leq 10^\circ$ erreicht werden kann. Dies ist an der Fehlvverteilung aller Initialisierungsdurchläufe in Abb. 6.4(a) zu erkennen. Da die Initialisierung zur Auflösung der bestehenden Doppeldeutigkeit der Rotorlage dient, ist dieser Fehler tolerierbar. Der eigentliche geberlose Identifikationsalgorithmus ermittelt mit dem resultierenden Startwert eine deutlich genauere Lösung (vgl. Abschnitt 6.4.2).

Dennoch kann der Initialisierungsfehler weiter reduziert werden. In Abb. 6.4(b) ist über der tatsächlichen Rotorlage der interpolierte Mittelwert und die Spanne des Positionsfehlers nach der Initialisierung aufgetragen. Messungen fanden jeweils an den Punkten statt, an denen ein Fehlerbalken eingezeichnet ist. Man erkennt eine sechsfache Periodizität des Fehlermittelwertes über eine Rotor-

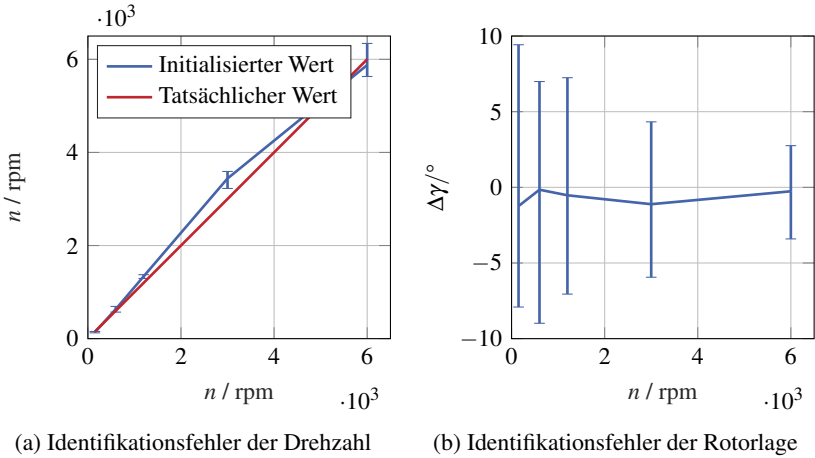


Abbildung 6.5: Resultierende Fehler der identifizierten Rotordrehzahl und -Lage nach Anwendung des Initialisierungsverfahrens bei drehender Maschine

umdrehung, was auf die starke Abhängigkeit der Maschinenparameter von der Rotorlage zurückzuführen ist. Auch diese Abhängigkeit weist eine dominante sechsfache Periodizität auf. Die eigentliche Fehlerspanne bei einer bestimmten Rotorstellung beträgt nur etwa $\Delta\gamma \leq 2^\circ$. Wenn der Mittelwert des Fehlers an diskreten Rotorpositionen bekannt ist, kann dieser vom identifizierten Winkel subtrahiert werden. Der dadurch erreichbare Fehler liegt dann stets deutlich unter 10° .

Initialisierung bei drehender Maschine

Das Verfahren aus Abschnitt 3.3.2 wird experimentell untersucht, indem bei fünf unterschiedlichen Drehzahlen jeweils zehn Initialisierungsvorgänge durchgeführt werden. Die Ergebnisse sind in Abb. 6.5 dargestellt und werden im Folgenden diskutiert.

In Abb. 6.5 (a) ist jeweils der interpolierte Mittelwert der identifizierten Drehzahl sowie die Fehlerspanne bei denjenigen Drehzahlen, bei welchen Messungen durchgeführt wurden. Es ist zu erkennen, dass die Fehlerspanne mit steigender Drehzahl größer wird. Durch die höhere Drehzahl nimmt die induzierte Spannung und damit die anliegende Spannungs-Zeit-Fläche während des aktiven Kurzschlusses zu. Die Bedingung in Gleichung (3.48) wird in geringe-

rem Maße erfüllt, wodurch die vereinfachte Vorhersage der q -Stromänderung in Gleichung (3.44) unzuverlässiger wird. Da die Doppeldeutigkeit, die bei drehender Maschine zu erwarten ist, stets bei entgegengesetzten Drehrichtungen auftritt, ist eine Initialisierung mit dem dargestellten Fehler genügend.

Abb. 6.5 (b) bildet die resultierenden Fehler der identifizierten Rotorlage mit interpoliertem Mittelwert und Spannen ab. Hier ist der Zusammenhang umgekehrt, denn mit steigender Drehzahl sinkt der zu erwartende Fehler. Dies kann durch die längeren resultierenden Stromraumzeiger bei höheren Drehzahlen erklärt werden. Der Abstand des Nutzsignalpegels zum Rauschpegel der Stromsensoren nimmt zu, wodurch fehlerhafte Verdrehungen des berechneten Stromraumzeigers vermieden werden. Da der Mittelwert des Fehler bei allen untersuchten Drehzahlen nahezu null beträgt, kann das Ergebnis verbessert werden, indem eine mehrfache Wiederholung der Initialisierung und Mittelwertbildung der identifizierten Rotorlagen durchgeführt wird.

6.4.2 Geberlose Stromregelung

Im Betrieb muss eine stabile und genaue Stromregelung der Maschine erfolgen. Hier ist eine exakte Kenntnis der Rotorlage und -drehzahl entscheidend. Im Folgenden wird das Regelungsverhalten im stationären und dynamischen Betrieb, jeweils unter Nutzung einer Spannungsmesseinrichtung oder eines Stromrichtermodells, untersucht. Dabei wird hauptsächlich die Genauigkeit der Rotorlageidentifikation betrachtet, da die Rotorlage zur Transformation der Messgrößen benötigt wird und damit wichtiger für die Regelung ist, als die Drehzahl. Eine fehlerhafte Drehzahlinformation führt bei einer Stromregelung zu einer inkorrekten Vorsteuerung der induzierten Spannungen und kann durch den Regler kompensiert werden. Schließlich werden die verbleibenden Identifikationsfehler von Rotorlage und -drehzahl im gesamten Betriebsbereich betrachtet.

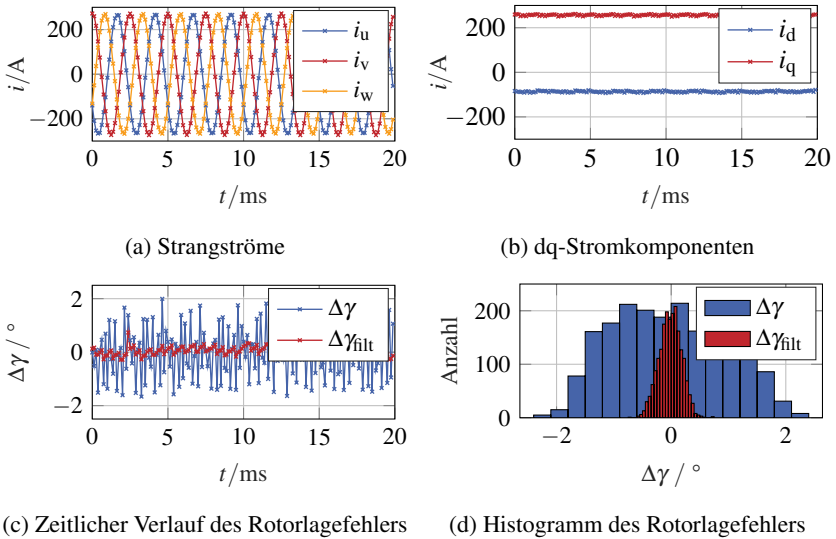
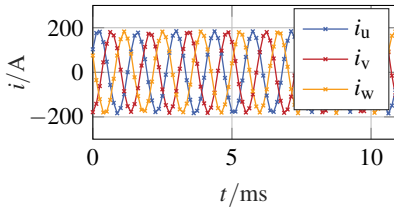


Abbildung 6.6: Messgrößen bei geberlosem Betrieb im Eckpunkt der Maschine während einer mechanischen Umdrehung

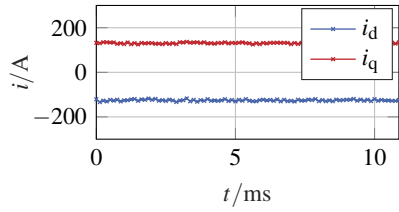
Betrieb mit Spannungsmessung

Abb. 6.6 zeigt das geberlose Betriebsverhalten im Eckpunkt der Maschine, also bei Nenndrehzahl und Nenndrehmoment. Die d- und q-Stromverläufe in Abb. 6.6(b) und in allen folgenden Messauswertungen werden mit der durch den Referenzsensor gemessenen Rotorlage berechnet, um die tatsächlichen Verläufe bewerten zu können. Es ergeben sich nahezu glatte d- und q-Stromkomponenten, beziehungsweise sinusförmige Strangstromverläufe. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die identifizierte Rotorlage nur geringfügig von der tatsächlichen abweicht. Das gefilterte Positionssignal, welches für die Regelung verwendet wird, weicht stets weniger als 1° vom tatsächlichen Wert der elektrischen Rotorlage ab.

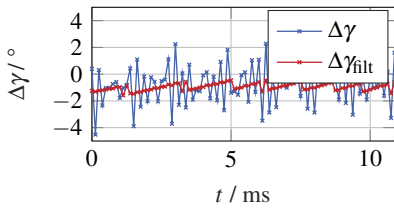
Die höheren Abweichungen im ungefilterten Wert der identifizierten Rotorlage ergeben sich aus verbleibenden Mess- und Modellfehlern. Trotz nicht idealer Bedingungen ist jedoch eine stabile und präzise Regelung möglich.



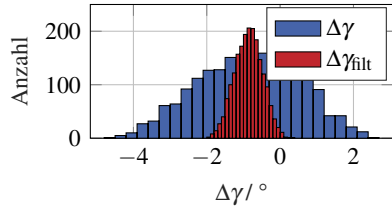
(a) Strangströme



(b) dq-Stromkomponenten



(c) Zeitlicher Verlauf des Rotorlagefehlers



(d) Histogramm des Rotorlagefehlers

Abbildung 6.7: Messgrößen bei geberlosem Betrieb und maximal erreichbarem Drehmoment bei Maximaldrehzahl der Maschine während einer mechanischen Umdrehung

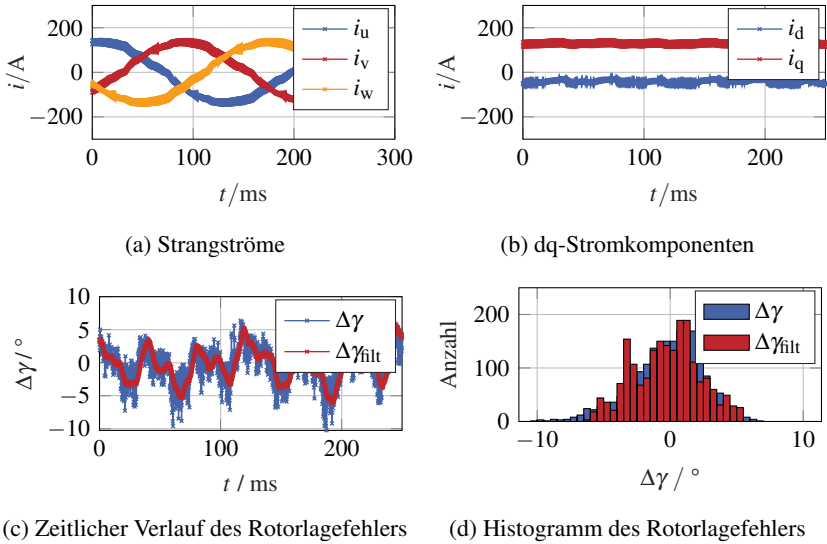


Abbildung 6.8: Messgrößen bei geberlosem Betrieb und maximal erreichbarem Drehmoment bei 30 min^{-1} während einer mechanischen Umdrehung

In Abb. 6.7 sind die gleichen Messgrößen aufgezeichnet, jedoch für den Betrieb bei maximaler Drehzahl und dem dort erreichbaren maximalen Drehmoment. Die Ergebnisse deuten ebenfalls auf eine stabile und genaue Regelung aufgrund eines geringen Identifikationsfehlers hin. Der Rotorlagefehler ist hier jedoch nicht mehr mittelwertfrei. Dies liegt vermutlich daran, dass die Maschinenparameter bei geringeren Drehzahlen gemessen werden. Die Drehzahlabhängigkeit der Flussverkettungen wird zwar über eine Extrapolation angenähert, doch die verbleibende Abweichung führt zu einem mittleren Fehler der identifizierten Rotorlage. Abb. 6.8 stellt die Ergebnisse bei einer sehr geringen mechanischen Drehzahl von 30 min^{-1} dar. Für die stationäre Untersuchung wurde eine vom Stillstand abweichende Drehzahl gewählt, um die Fehler, die durch rotorlageabhängige Effekte verursacht werden, korrekt zu erfassen.

Im Gegensatz zu den zwei bisher betrachteten Fällen ist in diesem Betriebspunkt eine Einprägung von Testsignalen erforderlich. Da die Einprägung mit hoher Frequenz erfolgt, ist sie in den Stromverläufen nur als Einhüllende erkennbar. Es erfolgt nach wie vor eine stabile Regelung der Ströme, doch der Identifikationsfehler ist größer, als in den bisher betrachteten Fällen und verbessert

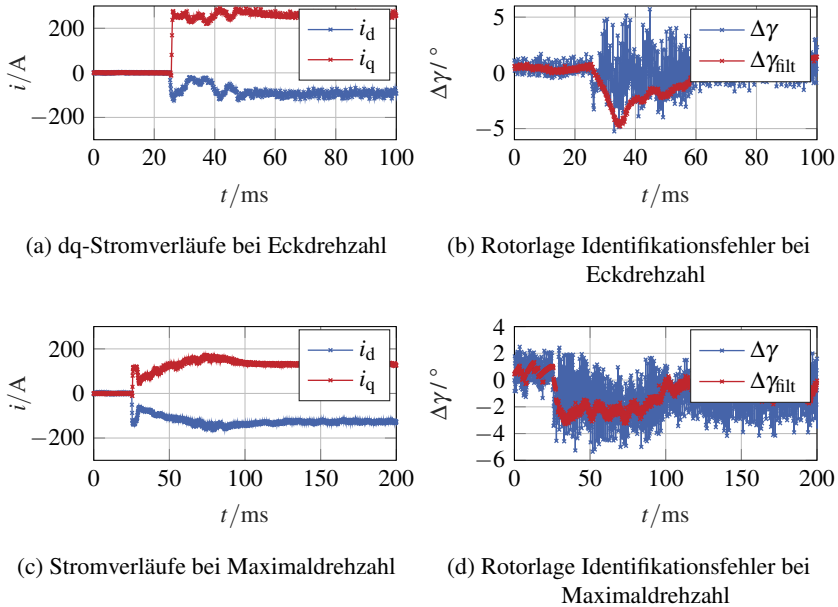


Abbildung 6.9: Messgrößen bei geberlosem Betrieb und dynamischer Sollwertänderung von Leerlauf auf Nenndrehmoment bei Eckdrehzahl und maximal erreichbarem Drehmoment bei Maximaldrehzahl

sich kaum durch eine Filterung. Die Filterung mittels Regression ist bei höheren Drehzahlen effektiver. Die größere Abweichung der Rotorlage ist auf die eingeschränkte Eignung der vorliegenden Maschine für den geberlosen Betrieb bei kleinen Drehzahlen zurückzuführen, wie bereits aus dem Schenkligkeitskennfeld in Abb. 5.3 (a) oder dem Zuverlässigkeitskennfeld in Abb. 5.4 (a) zu erwarten war. Dennoch ist mit dem vorgestellten Identifikationsverfahren ein stabiler Betrieb möglich.

Die Stabilität und Ausregelzeit der Stromregelung sind interessante Größen bei der Betrachtung des dynamischen geberlosen Betriebs. Abb. 6.9 zeigt die dq-Stromverläufe und Identifikationsfehler der Rotorlage bei Eckdrehzahl und Maximaldrehzahl bei einem dynamischen Sollwertsprung. Dabei soll mit dem Sprung aus dem Leerlauf das jeweilige Maximaldrehmoment erreicht werden. Schnelle Stromänderungen führen zu nichtlinearen Effekten, die nicht in der Modellbildung für die Identifikation berücksichtigt werden. Dazu gehören im

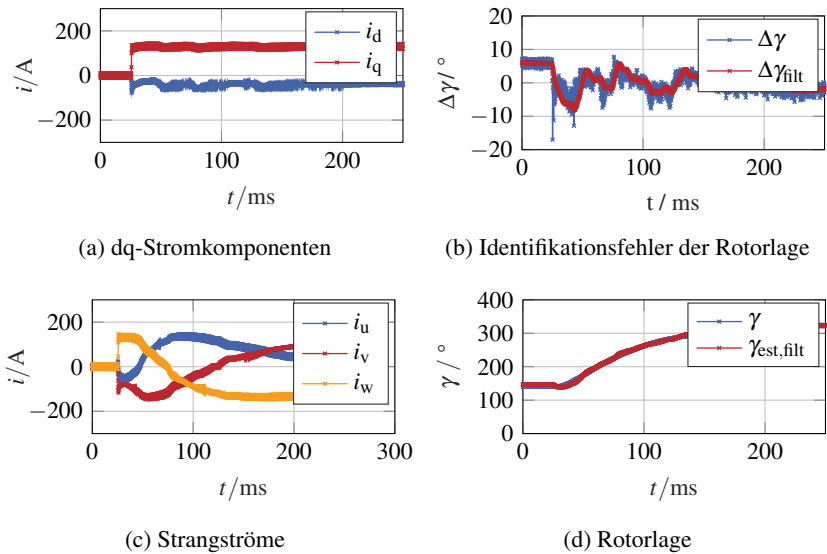


Abbildung 6.10: Messgrößen bei geberlosem Betrieb und dynamischer Sollwertänderung der Ströme im Stillstand der Maschine und anschließender leichter Bewegung durch das plötzliche, hohe Drehmoment

Wesentlichen zusätzliche Eisenverluste, die durch die schnelle Änderung der magnetischen Flüsse auftreten. Deshalb weicht die identifizierte Rotorlage nach einem dynamischen Eingriff zunächst stärker ab, als im stationären Betrieb. Dies führt jedoch nicht zu Instabilitäten der Regelung. Die Ausregelzeit der Ströme ist aufgrund des Rotorlagefehlers aber höher, als dies bei einer Reglerauslegung nach dem Betragsoptimum zu erwarten wäre. Neben einem fehlerhaften Transformationswinkel liegt dies auch an einer nicht korrekt identifizierten Drehzahl, wodurch die Entkopplung von d- und q-Komponente bei höheren Drehzahlen fehlerhaft ist.

Ein dynamischer Sprung von Leerlauf auf maximal erreichbares Drehmoment im Stillstand ist in Abb. 6.10 zu sehen. Die Drehmomentgrenze ist hier durch die Grenze der Identifikationszuverlässigkeit gegeben, im Wesentlichen aufgrund verschwindender magnetischer Anisotropie. Oberhalb der hier eingestellten Grenze ist im Stillstand kein stabiler Betrieb mit der untersuchten Maschine möglich. Während des dynamischen Vorgangs werden zusätzlich Testsignale in Form hochfrequenter Ströme eingepreßt.

Trotz anfänglich höherer Abweichung der Rotorlage kann der Sollstrom schnell und ohne signifikante Ausregelzeit erreicht werden. Da im Stillstand keine Notwendigkeit einer Entkopplung besteht, wirkt sich eine falsch identifizierte Drehzahl kaum auf das Regelungsergebnis aus. Durch das plötzliche hohe Drehmoment wird eine Bewegung der Maschine ausgelöst, da das Drehmoment nicht sofort von der Lastmaschine kompensiert werden kann. Doch auch nach erneutem Erreichen des Stillstandes ist die Identifikation genau und die Regelung stabil.

Abschließend sollen neben einzelnen Betriebspunkten auch die erreichbaren Identifikationsgenauigkeiten im gesamten Betriebsbereich untersucht werden. Dafür werden systematische Messungen in der erreichbaren Stromebene bei 30 min^{-1} , der Eckdrehzahl 3000 min^{-1} und der Maximaldrehzahl 5400 min^{-1} durchgeführt. Die Punkte wurden dabei stets geberlos angesteuert. Die Ergebnisse sind in Abb. 6.11 in Form von Fehlerkennfeldern dargestellt. Die Kennfelder zeigen dabei die Abweichungen der identifizierten Rotorlage und -drehzahl von den tatsächlich gemessenen Werten. Die meisten Betriebspunkte haben für den stationären Betrieb keine Relevanz, da dort üblicherweise bei einer Betriebsstrategie im Sinne der Verlustminimierung für ein bestimmtes Drehmoment ein vorher berechnetes Stromsollwertpaar eingestellt wird. Für eine vollständige Untersuchung und Validierung des vorgestellten geberlosen Identifikationsverfahrens an der gegebenen Maschine ist diese Betrachtung jedoch dienlich.

Abb. 6.11 (a) und 6.11 (b) zeigen, dass die Identifikation im mittleren Drehzahlbereich präzise Ergebnisse im gesamten Strombetriebsbereich erwarten lässt. Einzig ein erhöhter Rotorlagefehler bei stark negativen q -Strömen kann beobachtet werden. Dieser deckt sich mit der Vorhersage der Zuverlässigkeitskennzahl in Abb. 5.1 (d), welche für betragsmäßig hohe q -Ströme die geringste Verlässlichkeit bei 3000 min^{-1} prädiziert.

Abb. 6.11 (c) bis 6.11 (f) zeigen entsprechend höhere Abweichungen. Im Falle hoher Drehzahlen sind die nicht ideal abgebildeten Drehzahlabhängigkeiten der Maschinenparameter die ausgeprägteste Fehlerursache. Bei sehr kleinen Drehzahlen kann aufgrund verschwindender magnetischer Anisotropie nicht jeder Betriebspunkt erreicht werden. Aber auch Punkte mit stark negativem d -Strom können nicht stabil erreicht werden. Dies wird im Zuverlässigkeitskennfeld in Abb. 5.4(a) bereits vorhergesagt. Doch mithilfe der optimierten Testsignale gemäß Abb. 4.7 kann in den erreichbaren Betriebspunkten eine genaue Identifikation und stabile Regelung erfolgen.

Das Identifikationsverfahren gibt jeweils einen Wert für die Rotorlage und die Drehzahl aus. Da die Rotorlage jedoch sehr genau ermittelt wird, kann auch

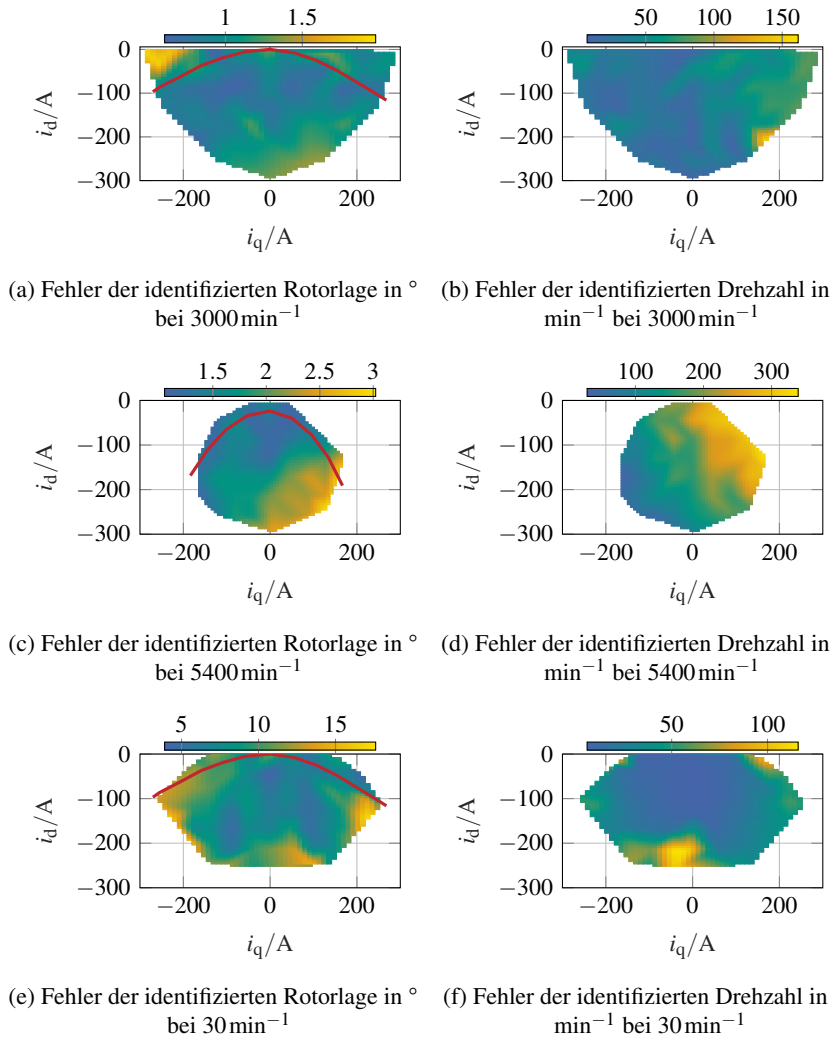


Abbildung 6.11: Resultierende Identifikationsfehler bei unterschiedlichen Drehzahlen und stabil erreichbaren Strombetriebspunkten. MPPA-Kennlinie jeweils in Rot eingezeichnet.

durch ihre Ableitung ein Drehzahlwert bestimmt werden. Dieser kann dann zur Plausibilisierung der Resultate des Verfahrens dienen.

Aus den vorgestellten Ergebnissen kann geschlossen werden, dass das vorgestellte Verfahren dafür geeignet ist, eine Maschine mit ungünstigen Voraussetzungen stabil und zuverlässig geberlos zu betreiben.

Betrieb mit Stromrichtermodell

Für den Vergleich zum Betrieb mit einer vorhandenen Klemmenspannungsmessung wird auch der Betrieb mit Stromrichtermodell zur Ermittlung der Klemmenspannungen untersucht. Auch hier wird der Identifikationsfehler von Rotorlage und -drehzahl im gesamtem Betriebsbereich gemessen.

In Abb. 6.12 sind die Ergebnisse in Form von Fehlerkennfeldern dargestellt. Es kann ein direkter Vergleich mit Abb. 6.11 erfolgen. Im Vergleich zu einer direkten Spannungsmessung ist die Ermittlung der Spannungen mit einem Stromrichtermodell sensitiver gegenüber Parameteränderungen und Strommessfehlern, wodurch mit einem größeren Spannungsfehler zu rechnen ist. Diese Vorhersage bestätigt sich auch in nahezu durchgehend höheren Identifikationsfehlern.

Dennoch sind hinsichtlich eines stabilen Betriebs kaum Einschränkungen gegenüber der direkten Spannungsmessung gegeben. Einzig im Bereich geringer Drehzahlen können Betriebspunkte mit hohen positiven q -Strömen nicht mehr erreicht werden. Auch ist der Betrieb mit Winkelfehlern von über 15° in relevanten Arbeitspunkten zwar stabil, aber im Hinblick auf das gestellte Drehmoment nicht genau.

Das vorgestellte Verfahren ist also auch zuverlässig nutzbar, ohne zusätzliche Sensorik in Form einer Spannungsmessung zu erfordern. Dies bestätigt die potenzielle Kostenersparnis beim Verzicht auf einen Lagesensor.

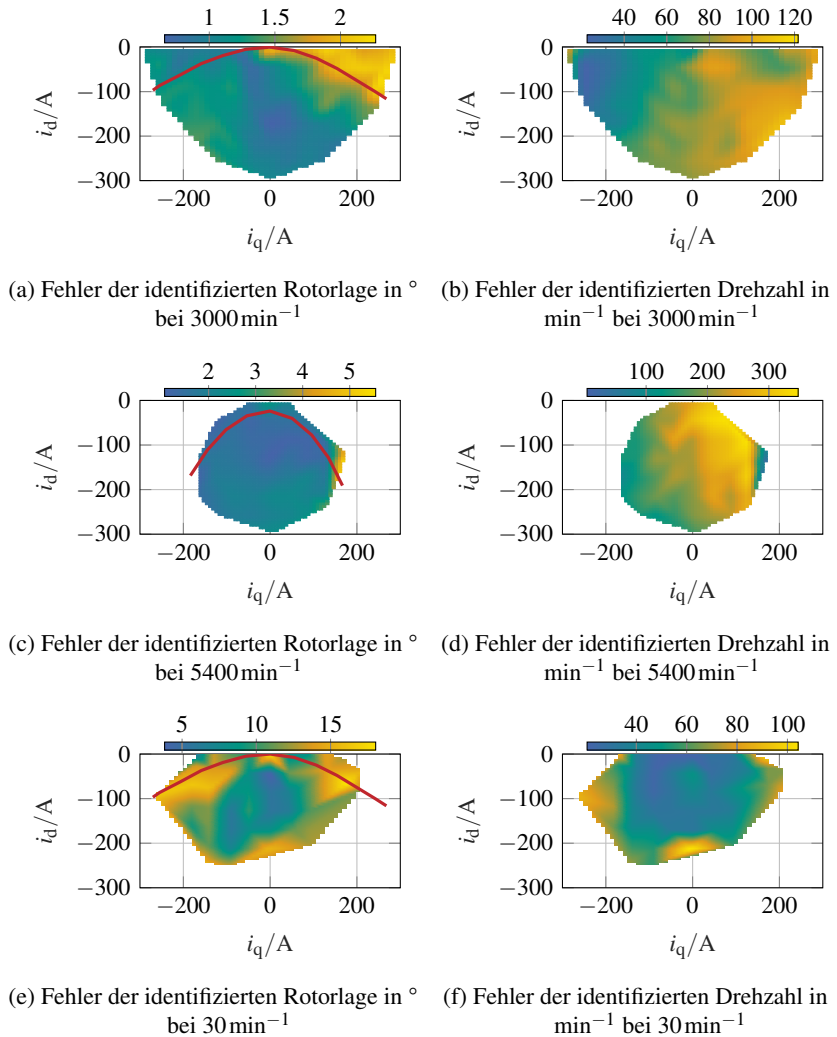


Abbildung 6.12: Resultierende Identifikationsfehler bei unterschiedlichen Drehzahlen und stabil erreichbaren Strombetriebspunkten unter Nutzung des Stromrichtermodells zur Strangspannungsermittlung. MPPA-Kennlinie jeweils in Rot eingezeichnet.

6.4.3 Geberlose Drehzahlregelung

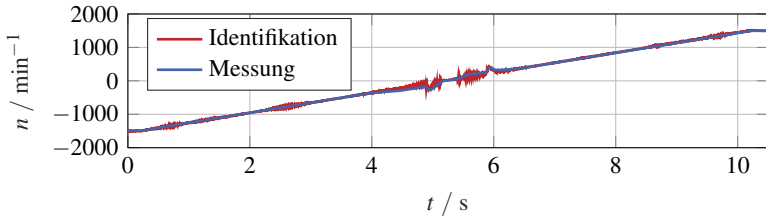
Für die geberlose Drehzahlregelung ist sowohl eine genaue Drehzahlidentifikation, wie auch ein stabiles Verhalten des unterlagerten Stromreglers wichtig. Die Stabilität der geberlosen Stromregelung wurde mit den bisherigen Messergebnissen für den vollen Betriebsbereich bestätigt. Im Folgenden werden Messergebnisse vorgestellt, die eine Aussage über die Güte der geberlosen Drehzahlregelung erlauben. Die Messungen erfolgen sowohl mit Spannungsmessung wie auch mit Spannungsermittlung durch ein Stromrichtermodell.

Betrieb mit Spannungsmessung

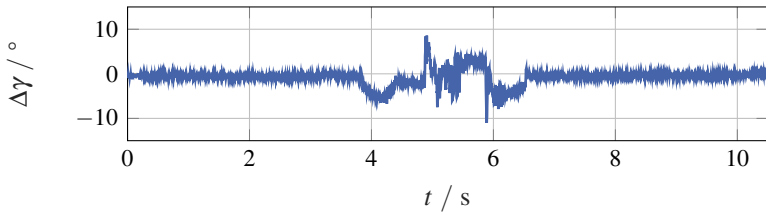
Um die Regelung in einem großen Drehzahlbereich zu überprüfen, wird eine Sollwertrampe von -1500 min^{-1} auf 1500 min^{-1} vorgegeben. Durch diesen Reversiervorgang werden auch kleine Drehzahlbereiche durchlaufen, welche besonders kritisch zu betrachten sind. Die Maschine wird während des Vorgangs mit 90 Nm belastet. Zusätzlich wird im Bereich geringer Drehzahlen das Lastmoment sprunghaft invertiert, um das Störverhalten der Drehzahlregelung zu prüfen. Das Ergebnis ist in Abb. 6.13 zu sehen.

Die Rampe wird, wie in Abb. 6.13 (a) zu sehen, stabil durchfahren. Die im Bereich geringer Drehzahlen auftretenden Abweichungen der identifizierten Drehzahl und des Lagewinkels (Abb. 6.13 (b)) haben keinen sichtbaren Einfluss auf die Drehzahl. Die Störungen, die durch den Drehmomentverlauf nach Abb. 6.13 (c) auftreten und zu kurzzeitigen Abweichungen der Drehzahl von der Rampenvorgabe führen, werden schnell kompensiert. Identifikationsfehler treten im Rahmen der Fehlerkennfelder in Abb. 6.11 (e) und 6.11 (f) auf.

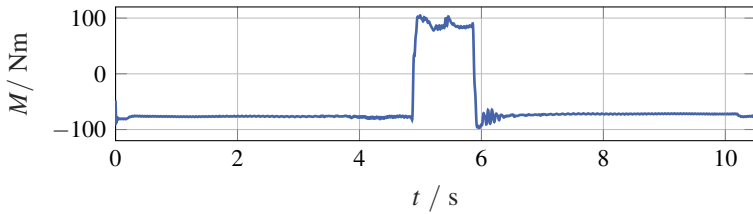
Ein weiterer Versuch wird durchgeführt, um zu prüfen, ob das Einregeln des Stillstands zuverlässig möglich ist. Dabei wird als Sollwert für die geberlose Drehzahlregelung der Wert 0 min^{-1} eingestellt. Im Betrieb wird dann von der Lastmaschine ein sprunghaftes Lastdrehmoment aufgeprägt. Die gemessenen Ergebnisse sind in Abb. 6.14 dargestellt.



(a) Identifizierte und gemessene Drehzahl

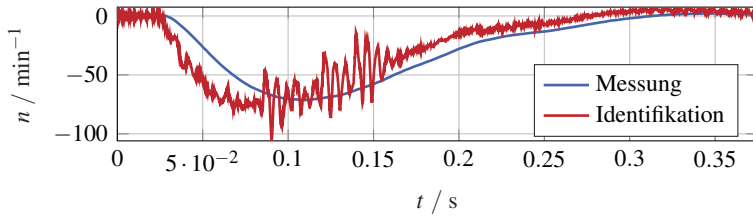


(b) Identifikationsfehler der Rotorlage

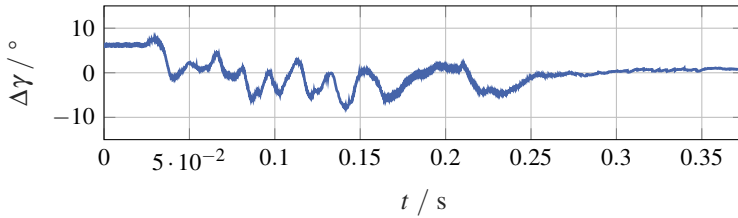


(c) Gemessenes Lastdrehmoment

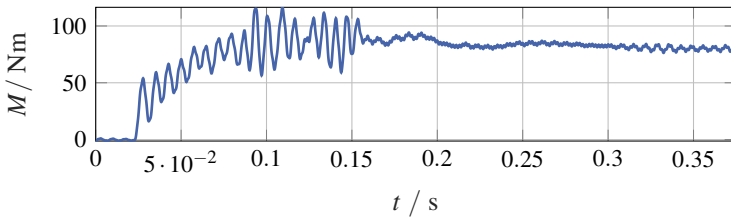
Abbildung 6.13: Geberlos drehzahl geregelter Betrieb mit Solldrehzahlrampe und dynamischer Drehmomentaufprägung im Bereich geringer Drehzahlen



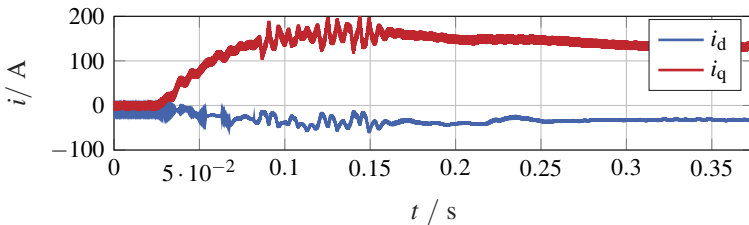
(a) Identifizierte und gemessene Drehzahl



(b) Identifikationsfehler der Rotorlage



(c) Gemessenes Lastdrehmoment



(d) dq-Stromkomponenten

Abbildung 6.14: Geberlos drehzahl geregelter Betrieb im Stillstand mit dynamischer Drehmomentaufprägung

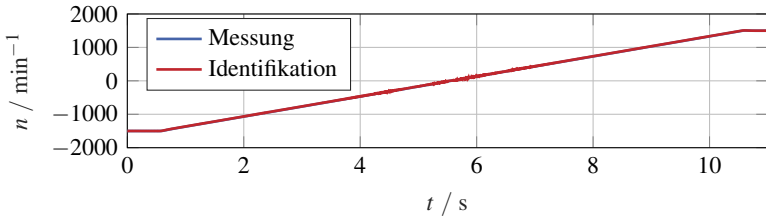
Zu Beginn der Aufzeichnung wird die Drehzahl null konstant eingeregelt. Durch den Drehmomentsprung wird die Maschine in Bewegung versetzt, da der Drehzahlregler keine Störgrößenvorsteuerung erfährt und nicht sofort reagieren kann, was in Abb. 6.14 (a) an der gemessenen Drehzahl erkannt werden kann. Nach kurzer Zeit kann jedoch wieder ein stabiler Stillstand erreicht werden. Während des Einregelvorgangs ist eine Schwingung der Ströme aufgrund eines pendelnden Identifikationsfehlers von Rotorlage und -drehzahl (Abb. 6.14 (a) und 6.14 (b)) zu erkennen. Angeregt wird dieser durch eine Schwingung des Maschinenverbands, welche man in Abb. 6.14 (c) anhand des gemessenen Drehmoments erkennen kann. Diese Pendelung führt jedoch zu keinem Aufschwingen des Reglers und tritt nur im dynamischen Verstellvorgang auf. Somit ist nachgewiesen, dass mit dem vorgestellten Verfahren an der gegebenen Maschine eine geberlose Drehzahlregelung möglich ist und diese auch unter dynamischen Störeinflüssen und bei geringen Drehzahlen zuverlässig und stabil funktioniert.

Betrieb mit Stromrichtermodell

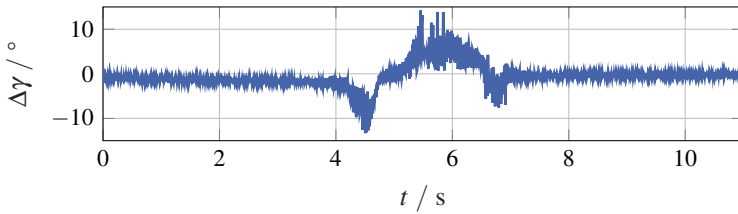
Schließlich wird auch überprüft, ob eine geberlose Drehzahlregelung ausschließlich mit Messung der Zwischenkreisspannung und Phasenströme erfolgen kann. Dabei wird erneut eine Drehzahlrampe als Sollwert vorgegeben. Als Last wird ein konstantes Drehmoment vorgegeben, welches bei geringen Drehzahlen einen Betriebspunkt am Rand des ermittelten stabilen Betriebsbereichs darstellt. Zusätzlich zu den bisher betrachteten Größen wird hier auch der Spannungsfehler des Stromrichtermodells aufgezeichnet. Die Ergebnisse sind in Abb. 6.15 abgebildet.

Der Drehzahlverlauf in Abb. 6.15 (a) zeigt keine sichtbaren Abweichungen zwischen Identifikation und Messung. Die Rampe wird stabil durchfahren. Der Identifikationsfehler der Rotorlage in Abb. 6.15 (b) wird im Bereich geringer Drehzahlen erwartungsgemäß größer als beim Betrieb mit Spannungsmessung. Der Spannungserfassungsfehler durch das Stromrichtermodell bleibt nach Abb. 6.15 (d) unter einem Wert von 3 V. Dabei ist festzustellen, dass der Fehler im motorischen Betrieb höher ist als im generatorischen.

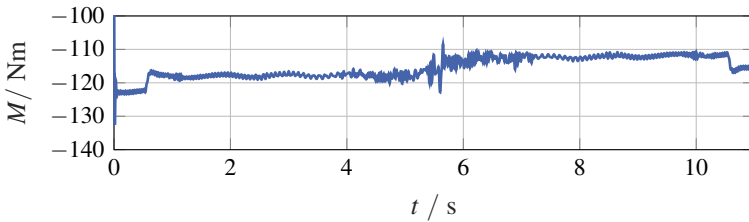
Wie für die betrachtete Maschine vorhergesagt, ist ein stabiler, geberlos drehzahl geregelter Betrieb zu erwarten. Die Nutzung eines Stromrichtermodells hat nur einen geringen Einfluss auf das Resultat. Somit ist das Potenzial einer Kostenersparnis durch Wegfall des Rotorlagesensors tatsächlich vorhanden und wird nicht durch die Notwendigkeit einer Spannungsmessung verringert.



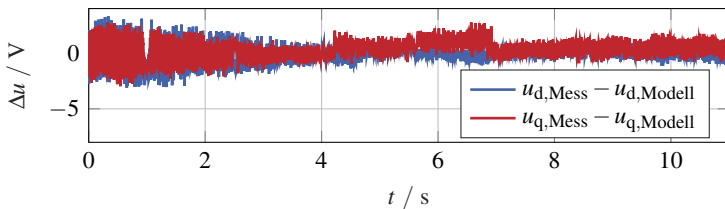
(a) Identifizierte und gemessene Drehzahl



(b) Identifikationsfehler der Rotorlage



(c) Gemessenes Lastdrehmoment



(d) Fehler der Strangspannung des Stromrichtermodells

Abbildung 6.15: Geberlos drehzahl geregelter Betrieb unter Nutzung des Stromrichtermodells zur Strangspannungsermittlung mit Solldrehzahlrampe und konstanter Drehmomentaufprägung

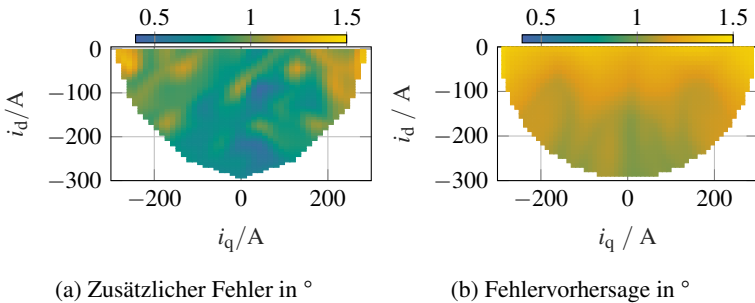


Abbildung 6.16: Zusätzlicher Identifikationsfehler der Rotorlage bei 1200 min^{-1} und einem künstlichen Spannungsoffset in u_{α} von 1 V

6.4.4 Validierung der Sensitivitätsanalyse

Eine abschließende experimentelle Untersuchung dient der Überprüfung der in Kapitel 5 vorhergesagten Identifikationsfehler und Zuverlässigkeit.

Hierzu werden am Prüfstand künstliche Spannungsmessfehler aufgebracht, welche dann zu zusätzlichen Identifikationsfehlern führen. Dieses Vorgehen wird für eine Vielzahl von Strombetriebspunkten wiederholt. Die Differenz der Identifikationsfehler mit und ohne den künstlichen Spannungsmessfehler wird dann in einem Kennfeld abgelegt, aus dem der zusätzliche Identifikationsfehler hervorgeht.

Die Höhe des zusätzlich eingepprägten Spannungsfehlers beträgt 1 V und er wird konstant auf den gemessenen Wert von u_{α} addiert. Somit wirkt er sich je nach Rotorstellung unterschiedlich auf die d- und q-Identifikationsgleichungen aus. Über einen Rotorumlauf wird dann jeweils der größte Fehlerzuwachs ermittelt und in den Kennfeldern in Abb. 6.16 (a) und 6.17 (a) dargestellt.

Abb. 6.16 stellt dabei den zusätzlichen Identifikationsfehler der Rotorlage und den in Kapitel 5 prognostizierten Fehler bei einer Drehzahl von 1200 min^{-1} gegenüber. Die Prognose trifft zwar nicht in allen Punkten fehlerfrei zu, doch die Größenordnung des tatsächlichen Fehlers ist stets im Bereich der Vorhersage. Insbesondere wird der Fehler im Bereich betragsmäßig hoher q-Ströme größer, was sich auch mit den im Voraus berechneten Fehlern deckt.

Der Grund in den Abweichungen zwischen tatsächlichem und prognostiziertem Fehler liegt in der Nichtlinearität der Identifikationsgleichungen. Für die Prognose findet eine Linearisierung statt, die je nach Betriebspunkt zu stärkeren Abweichungen führen kann. Dennoch ist die Vorhersage dafür geeignet, im Vor-

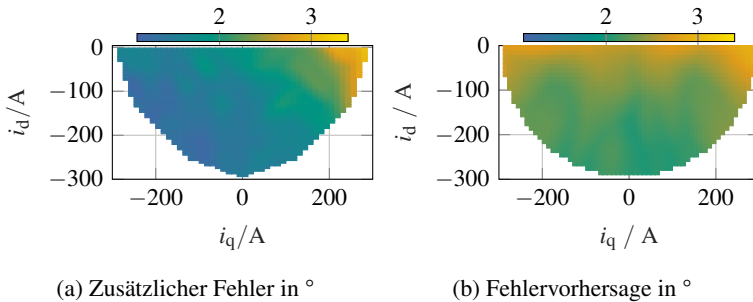


Abbildung 6.17: Zusätzlicher Identifikationsfehler der Rotorlage bei 600 min^{-1} und einem künstlichen Spannungsoffset in u_α von 1 V

aus festzustellen, wie zuverlässig eine Maschine in bestimmten Betriebspunkten geberlos regelbar ist und mit welchem Identifikationsfehler zu rechnen ist. Auch die Gegenüberstellung für eine Drehzahl von 600 min^{-1} bestätigt dieses Ergebnis. Im Bereich kleiner Drehzahlen und damit geringerer Gegenspannungen der Maschine, wirken sich die Nichtlinearitäten bei der gleichen Spannungsabweichung stärker aus. Dennoch ist auch hier eine gute Vorhersage möglich. Somit wurde experimentell nachgewiesen, dass die eingeführte Zuverlässigkeitskennzahl und die damit einhergehende Identifikationsfehlerabschätzung ein sinnvolles Maß sind, um die Tauglichkeit einer Maschine für den geberlosen Betrieb zu bewerten. Da die Kennzahl auch im Regelungszyklus berechnet werden kann, eignet sie sich somit auch zur Bewertung der jeweils im Betrieb identifizierten Werte im Hinblick auf ihre Zuverlässigkeit.

7

Zusammenfassung

Trotz jahrzehntelanger Forschung ist der geberlose Betrieb bis heute kein Standard in der kommerziellen elektrischen Antriebstechnik. Ein Hauptgrund hierfür sind Zweifel hinsichtlich der Sicherheit und Genauigkeit des geberlosen Betriebs. Diese Arbeit soll einen Beitrag dazu leisten, die Zuverlässigkeit zu steigern und quantitativ einschätzbar zu machen.

Hierfür wird ein Verfahren vorgestellt, das in herkömmliche Antriebssysteme durch eine reine Softwaremodifikation integriert werden kann. Dabei wird eine möglichst genaue Kenntnis über das Verhalten der PMSM genutzt, um die Zusammenhänge von elektromagnetischen und mechanischen Größen in Form eines nichtlinearen Gleichungssystems herzustellen. Der Ansatz zur Rotorlage- und Drehzahlidentifikation beruht dabei auf der Idee, die modellhaft berechneten Spannungen der Maschine mit den tatsächlich anliegenden Klemmenspannungen zu vergleichen. Da die genutzten Modellgleichungen im gesamten Betriebsbereich gültig sind, ist auch keine Umschaltung der Identifikationsart zwischen geringen und hohen Drehzahlen notwendig. Es genügt, bei geringen Drehzahlen und im Stillstand zusätzliche Testsignale in Form von forcierten Stromänderungen einzuprägen.

Das Verfahren ist nicht auf eine zusätzliche Spannungsmessung angewiesen und funktioniert auch zuverlässig, wenn Spannungswerte mithilfe eines Stromrichtermodells ermittelt werden. Die Werte der Rotorlage und -drehzahl werden stets innerhalb einer Regelperiode identifiziert und stehen für eine hochdynamische Stromregelung zur Verfügung.

Ein wichtiger Aspekt des Verfahrens besteht in der Möglichkeit, die Zuverlässigkeit des geberlosen Betriebs zu bewerten. Damit können einerseits vorab Maschinen hinsichtlich ihrer Tauglichkeit für die geberlose Regelung beurteilt werden. Aufwändige Simulationsreihen, die im Zuge der Auslegung einer Maschine für den geberlosen Betrieb notwendig wären, werden obsolet. Andererseits können im laufenden Betrieb ermittelte Werte hinsichtlich ihrer Verlässlichkeit eingestuft werden. Damit können Fehlidentifikationen mit größerer Gewissheit erkannt werden.

Gleichzeitig ist es möglich, die Betriebsstrategie der Maschine auch hinsichtlich der Zuverlässigkeit auszuwählen. Dies erfolgt beispielsweise in Form einer Optimierung von Testsignalen. Es wird dargestellt, wie diese im Hinblick auf störende Drehmomentanteile und Verluste, aber auch auf die erreichbare Zuverlässigkeit, also Störempfindlichkeit gegenüber Mess- und Modellfehlern, optimiert werden können.

Das vorgestellte Verfahren ist auch auf andere Formen der Synchronmaschine, wie die synchrone Reluktanzmaschine oder die fremderregte Synchronmaschine, übertragbar. Wenn die genutzte Modellbildung entsprechend angepasst wird, ist die zugrundeliegende Idee der Identifikation universell einsetzbar.

A

Einfluss von Modell- und Messfehlern auf die Identifikationsgleichung

Fehlerquellen, die das Identifikationsergebnis verfälschen können, aber oft unvermeidbar sind, entsprechen zum einen Messfehlern der verbleibenden Sensorik, welche nicht ideal sein kann. Zum anderen handelt es sich um Modellbeziehungsweise Parameterfehler. Diese können entweder durch die Vernachlässigung von Phänomenen bei der Modellbildung oder durch Messfehler bei der Parameterermittlung und der Modellberechnung entstehen. Auch Toleranzeinflüsse bei der Maschinenfertigung oder Betriebsfehler, wie Kurzschlüsse oder Unterbrechungen, können als Modell- bzw. Parameterfehler beschrieben werden.

Das Augenmerk dieses Abschnitts liegt auf den Auswirkungen unterschiedlicher Fehlereinflüsse auf die Identifikationsgleichung, also den resultierenden Fehlspannungsoffsets in Gleichung (3.6). Dabei werden stets nur Augenblickswerte der jeweiligen Fehlereinflüsse betrachtet. Die Art des Fehlers (z.B. Offset-, Verstärkungsfehler, Rauschen) muss immer zusätzlich berücksichtigt werden.

A.1 Strommessfehler

Eine Abweichung Δi_d bzw. Δi_q der Strommessung von der tatsächlichen Stromstärke hat mehrere Auswirkungen. Eine Fehlspannungskomponente entsteht proportional zu den Modellwiderständen. Außerdem wird die Identifikation abhängig von den Flussverkettungen verfälscht. Diese Abhängigkeit ist jedoch nichtlinear und kann als proportional zu den differentiellen Induktivitäten (Gleichungen (2.30) und (2.31)) angenähert werden.

$$\begin{aligned} \vec{u}_{dq,\text{Fehler}} = & \mathbf{R}_{dq} \cdot \begin{pmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{pmatrix} \\ & + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_d(i_d, i_q) - \psi_d(i_d + \Delta i_d, i_q + \Delta i_q) \\ \psi_q(i_d, i_q) - \psi_q(i_d + \Delta i_d, i_q + \Delta i_q) \end{pmatrix} \\ & + \begin{pmatrix} -(\psi_q(i_d, i_q) - \psi_q(i_d + \Delta i_d, i_q + \Delta i_q)) \\ \psi_d(i_d, i_q) - \psi_d(i_d + \Delta i_d, i_q + \Delta i_q) \end{pmatrix} \cdot \omega \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

A.2 Spannungsmessfehler

Eine Abweichung Δu_d bzw. Δu_q der ermittelten von der tatsächlichen Spannung wirkt sich unmittelbar auf die Identifikationsfunktion aus. Wenn der Fehler bei der Messung der Strangspannungen erfolgt, können die Fehlspannungen durch eine dq-Transformation berechnet werden. Bei fehlerhafter Messung der Zwischenkreisspannung und Nutzung eines Stromrichtermodells muss entsprechend der Fehleranteil des Modells berücksichtigt werden.

$$\vec{u}_{dq,\text{Fehler}} = \begin{pmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

A.3 Abweichender Strangwiderstand

Eine Abweichung $\Delta \mathbf{R}_{dq}$ der Modell-Widerstandsmatrix wirkt sich proportional zur aktuellen Stromstärke auf die Identifikationsfunktion aus.

$$\vec{u}_{dq,\text{Fehler}} = \Delta \mathbf{R}_{dq} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

A.4 Abweichende Flussverkettung

Die Abweichung $\Delta\psi_d$ bzw. $\Delta\psi_q$ der angenommenen Flussverkettungen von den realen kann sich auf zwei Arten auf die Identifikationsfunktion auswirken. Wenn die Steigung der Flussverkettungen in Abhängigkeit von den Strömen fehlerhaft ist, wird die Identifikation im dynamischen Fall verfälscht. Dies ist insbesondere bei der Nutzung von Testsignalen kritisch. Wenn die Absolutwerte der Flussverkettung abweichend sind, ergibt sich ein Spannungsfehler, der proportional zur aktuellen Drehzahl ist.

$$\vec{u}_{dq,\text{Fehler}} = \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Delta\psi_d(i_d, i_q) \\ \Delta\psi_q(i_d, i_q) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\Delta\psi_q(i_d, i_q) \\ \Delta\psi_d(i_d, i_q) \end{pmatrix} \cdot \omega \quad (\text{A.4})$$

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

AD	Analog-Digital
B6C	selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung
DSP	digitaler Signalprozessor
EMK	elektromotorische Kraft
ETI	Elektrotechnisches Institut
FEM	Finite-Elemente-Methode
FPGA	field proramable gate array
IGBT	insulated gate bipolar transistor
MMPA	maximales Moment pro Ampere
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
MTPL	maximum torque per losses (maximales Moment pro Verluste)
NVH	noise, vibration, harshness
PKW	Personenkraftwagen
PMSM	permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
RMS	root mean square (Effektivwert)
SHARE	Schaeffler Hub for Advanced Research
SoC	system on chip

Formelzeichen

a_{HB}	Aussteuergrad einer Halbbrücke
$\alpha_{\Delta u}$	Winkel zwischen den Gradienten der Identifikationsfunktion

$\Delta\gamma$	Abweichung zwischen tatsächlicher und identifizierter Rotorlage
$\Delta\omega$	Abweichung zwischen tatsächlicher und identifizierter Rotordrehzahl
Δu_d	Differenz zwischen modellierter und gemessener d-Spannungskomponente
$\Delta \vec{u}_{dq}$	Identifikationsfunktion
$\Delta \vec{u}'_{dq}$	Fehlerbehaftete Identifikationsfunktion
Δu_q	Differenz zwischen modellierter und gemessener q-Spannungskomponente
$f_k (\Phi_{HF})$	Kostenfunktion zur Bewertung negativer Auswirkungen von Testsignalen in Abhängigkeit vom Einprägungswinkel
f_T	Taktfrequenz der Leistungshalbleiter
γ	Elektrischer Lagewinkel des Rotors
$\tilde{\gamma}$	Geberlos identifizierter elektrischer Lagewinkel
$\tilde{\gamma}_i$	Identifizierte Lagewinkel für die Stützpunkte des Algorithmus in Iteration i
γ_{mech}	Mechanischer Lagewinkel des Rotors
i_α	α -Stromkomponente
$\vec{i}_{\alpha\beta}$	Vektor der $\alpha\beta$ -Stromkomponenten
i_β	β -Stromkomponente
$i_{d,HF}^*$	Überlagerter Testsignalsollwert der d-Stromkomponente
\tilde{i}_d	Geberlos ermittelter Wert der d-Stromkomponente
i_d^*	Sollwert der d-Stromkomponente
$i_{HB,n}$	Ausgangsstrom von Halbbrücke n
i_n	Strom auf Phase n
$i_{q,HF}^*$	Überlagerter Testsignalsollwert der q-Stromkomponente
\tilde{i}_q	Geberlos ermittelter Wert der q-Stromkomponente
i_q^*	Sollwert der q-Stromkomponente
$\mathcal{J}_{\Delta \vec{u}_{dq}}$	Jacobi-Matrix der Identifikationsfunktion
$\tilde{\mathcal{J}}_{\Delta \vec{u}_{dq}}$	Mittels zentralem Differenzenquotienten approximierter Jacobi-Matrix der Identifikationsfunktion
L_d	Modellinduktivität der d-Richtung
l_{xy}	Differentielle Induktivität; Partielle Ableitung von ψ_x nach i_y
L_n	Induktivität von Strang n
L_q	Modellinduktivität der q-Richtung

\bar{L}_{xy}	Sekanteninduktivität; Differenzenquotient von ψ_x und i_y
M	Inneres Drehmoment der Maschine
$\tilde{\omega}$	Geberlos identifizierte elektrische Winkelgeschwindigkeit
$\tilde{\omega}_i$	Identifizierte Winkelgeschwindigkeiten für die Stützpunkte des Algorithmus in Iteration i
ω_{\max}	Maximale elektrische Winkelgeschwindigkeit der Maschine
p	Polpaarzahl
φ_{HF}	Einprägungswinkel der hochfrequenten Testsignale
ψ_d	Flussverkettung in d-Richtung
ψ_n	Mit Strang n verketteter Fluss
Ψ_{PM}	Amplitude der Permanentmagnetflussverkettung mit einem Strang
ψ_q	Flussverkettung in q-Richtung
\mathbf{R}_{dq}	Matrix der dq-Widerstandskomponenten
R_n	Ohmscher Widerstand von Strang n
s_{1-6}	Ansteuersignale der Drehstrombrückenschaltung
T_A	Dauer einer Pulsperiode; Abtastzeit
$\mathbf{T}_{\alpha\beta}$	$\alpha\beta$ -Transformationsmatrix
$\mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1}$	$\alpha\beta$ -Rücktransformationsmatrix
t_{an}	Dauer des Einschaltvorgangs eines IGBT
t_{aus}	Dauer des Ausschaltvorgangs eines IGBT
T_{init}	Dauer eines Initialisierungsvorgangs bei drehender Maschine
t_o	Einschaltdauer des oberen IGBT einer Halbbrücke
t_u	Einschaltdauer des unteren IGBT einer Halbbrücke
t_v	Verriegelungszeit einer Halbbrücke
u_α	α -Spannungskomponente
$\vec{u}_{\alpha\beta}$	Vektor der $\alpha\beta$ -Spannungskomponenten
$\tilde{u}_{\alpha,i}$	α -Spannungskomponente der Stützpunkte des Algorithmus in Iteration i
u_α^*	Sollwert der α -Spannungskomponente
\tilde{u}_α	Mittels Stromrichtermodell geschätzte α -Spannungskomponente
u_β	β -Spannungskomponente
$\tilde{u}_{\beta,i}$	β -Spannungskomponente der Stützpunkte des Algorithmus in Iteration i
u_β^*	Sollwert der β -Spannungskomponente
\tilde{u}_β	Mittels Stromrichtermodell geschätzte β -Spannungskomponente

u_{CE}	Spannung zwischen Kollektor und Emitter eines IGBT
u_D	Spannung zwischen Anode und Kathode einer Diode
$u_{d,HF}^*$	Überlagerter Testsignalsollwert der d-Spannungskomponente
\vec{u}_{dq}	Vektor der dq-Spannungskomponenten
u_d^*	Sollwert der d-Spannungskomponente
$u_{HB,n}$	Spannung zwischen Mittelpunkt von Halbbrücke n und negativem Zwischenkreispotenzial
u_n	Spannung an Phase n
u_n^*	Sollwert der Spannung an Phase n
$u_{q,HF}^*$	Überlagerter Testsignalsollwert der q-Spannungskomponente
u_q^*	Sollwert der q-Spannungskomponente
\vec{u}_{1-6}	Aktiver, von der Drehstrombrücke stellbarer Spannungsraumzeiger
\vec{u}^*	Von der Drehstrombrücke im zeitlichen Mittel zu stellender Spannungsraumzeiger
u_{xy}	Verkettete Spannung zwischen den Phasen x und y
U_{ZK}	Zwischenkreisspannung
ξ	Schenkligkeit; Verhältnis von q- zu d-Induktivität

Abbildungsverzeichnis

1.1	Strukturbild eines geberlos betriebenen Antriebssystems	9
1.2	Strukturbild eines geberlos betriebenen Antriebssystems mit Stromrichtermodell zur Ermittlung der Klemmenspannungen	10
2.1	Raumzeigerdarstellung in unterschiedlichen Koordinatensystemen für einen bestimmten Zeitpunkt im Verlauf von drei Phasengrößen .	15
2.2	Maschinenquerschnitt mit Orientierung des dq-Koordinatensystems an den Magneten des Rotors	18
2.3	Verschiedene Bauarten von Stator und Rotor einer PMSM	21
2.4	Ersatzschaltbild eines Maschinenstrangs im Stillstand der Maschine	22
2.5	Schaltbild der modellhaften Maschinenstränge im rotororientierten Koordinatensystem	24
2.6	Beispielhafte Magnetisierungskennlinie und Veranschaulichung von absoluter und differentieller Induktivität	26
2.7	Beispielhafte Kennfelder von $\psi_d(i_d, i_q)$ und $\psi_q(i_d, i_q)$. Alle Größen sind bezogen auf ihre jeweiligen Maximalwerte.	29
2.8	Verlauf der Flussverkettungen ψ_d und ψ_q einer oberwellenbehafteten Beispielmaschine mit Zahnspulen über die Rotorlage bei konstanten Strömen $i_d = -100\text{ A}$ und $i_q = 150\text{ A}$ und Vergleich mit den Grundschwingungsflüssen $\psi_{d,0}$ und $\psi_{q,0}$	30
2.9	Verlauf der rotorlageabhängigen Permanentmagnetflussverkettung $\psi_{PM} = \psi_d(i_d = 0\text{ A}, i_q = 0\text{ A})$ einer oberwellenbehafteten Beispielmaschine über die Rotorlage und Vergleich mit der Grundschwingung der Flussverkettung $\psi_{PM,0}$	31
2.10	Einfluss der Anzahl von Winkelstützpunkten auf die Rekonstruktion eines beispielhaften Flussverkettungsverlaufs mittels linearer Interpolation. Oben: 48 Stützpunkte, unten: 96 Stützpunkte.	33

2.11	Kennfelder von Fourierkoeffizienten. 6. Harmonische der d-Flusskomponente einer Beispielmachine. Oben: Amplitude und Phase, unten: Sinus- und Kosinuskoeffizienten. Das Phasenkennefeld ist aufgrund der Begrenzung $[-\pi, \pi]$ scheinbar unstetig.	35
2.12	Schalbild einer IGBT-Drehstrombrücke mit Zwischenkreiskondensator und Last	38
2.13	Die vier möglichen Kombinationen aus Ausgangsstromrichtung und Schaltzustand einer Halbbrücke. Grün markierte Bauelemente sind jeweils leitend.	39
2.14	Kennlinien der stromabhängigen Durchlassspannung eines IGBT und der zugehörigen antiparallelen Diode bei Raumtemperatur (aus Datenblatt <i>Infineon FF900R12IE4</i> [D1])	41
2.15	Modelliertes Schaltverhalten einer IGBT-Halbbrücke bei positivem und negativem Strom sowie einem Vorzeichenwechsel nach $T_A/2$. Die orange schraffierten Flächen stellen den Spannungs-Zeit-Flächenfehler während der Spannungsumschaltung dar. Die Schaltzeitpunkte werden mit dem Referenzkurvenverfahren bestimmt. . .	43
3.1	Dreidimensionale Darstellung der Komponenten der Identifikationsfunktion in einem bestimmten Betriebspunkt. Die schwarzen Höhenlinien zeigen die Werte an, für welche die jeweiligen Modellspannungskomponenten mit den Messspannungskomponenten übereinstimmen.	49
3.2	Grafische Veranschaulichung der Lösungen der Identifikationsfunktion	50
3.3	0V-Höhenlinien der Identifikationsfunktion im Stillstand der Maschine	52
3.4	0V-Höhenlinien der Identifikationsfunktion bei ungünstigen Randbedingungen	54
3.5	Die d-Komponente der Identifikationsfunktion einer Beispielmachine in einem Fenster der Seitenlängen $2 \cdot \Delta\gamma = 45^\circ$ und $2 \cdot \Delta\omega = 1000 \text{ s}^{-1}$. Die korrekte Nulllinie ist in Schwarz dargestellt. Die Nulllinie, die sich bei einem Fehler von 4V ergibt in Rot. Der Gradient der d-Komponente ist bei kleineren Drehzahlen kleiner und die Verschiebung der Nulllinie somit bei gleichem Spannungsfehler stärker.	56

3.6	Die Nulllinien der Identifikationsfunktion einer Beispielmachine in einem Fenster der Seitenlängen $2 \cdot \Delta\gamma = 45^\circ$ und $2 \cdot \Delta\omega = 1000\text{s}^{-1}$. Bei einem Fehler der q-Komponente von 4V verschiebt sich die entsprechende Nulllinie und ergibt die rote. Wenn der Winkel $\alpha_{\Delta u}$ zwischen den zwei Gradientenvektoren $\nabla\Delta u_d$ und $\nabla\Delta u_q$ spitz ist und eine der Nulllinien in Richtung des Gradienten verschoben wird, so verschiebt sich der Schnittpunkt stärker als bei einem stumpferen Winkel.	57
3.7	Veranschaulichung der Determinante der Jacobimatrix in den gleichen Betriebspunkten wie in Abb. 3.6. Der Betrag der Determinante entspricht dem Flächeninhalt des Parallelogramms, das von den zwei Gradientenvektoren aufgespannt wird.	59
3.8	Suchbereich des Lösungsalgorithmus. Die korrekte Lösung ist mit einem roten Kreuz markiert.	66
3.9	Ablaufdiagramm des Identifikationsalgorithmus	68
3.10	Bei der Initialisierung im Stillstand gestellte Spannungsraumzeiger und die jeweils resultierenden Stromraumzeiger. Aus dem Verhältnis der Raumzeigerlängen kann auf die Rotorposition geschlossen werden.	73
4.1	Testsignaleinprägung durch Überlagerung der Stromregler-Ausgangsgrößen mit einem hochfrequenten Signal. Um eine unerwünschte Rückkopplung im Regelkreis zu verhindern, wird ein zusätzliches Stromfilter benötigt.	80
4.2	Testsignaleinprägung durch Überlagerung der Stromsollwerte mit einem hochfrequenten Signal.	81
4.3	Der gewünschte Spannungsraumzeiger wird bei der herkömmlichen Raumzeigermodulation aus den benachbarten, aktiven Spannungsraumzeigern gebildet. Bei der modifizierten Raumzeigermodulation werden die benachbarten Raumzeiger für eine längere Zeit eingeschaltet und anschließend mit den jeweils entgegengesetzten Raumzeigern kompensiert.	83
4.4	Stromabhängige Drehmomentverläufe mit eingezeichneter MMPA-Kennlinie	87
4.5	Gütefunktionen in einem Betriebspunkt (Nenn Drehmoment)	92
4.6	Optimierungsergebnis für gleich gewichtete Drehmomentabweichung und Zuverlässigkeit	93
4.7	Optimierungsergebnis mit der Zuverlässigkeit der Identifikation als einzigem Optimierungsziel	95

5.1	Numerisch ermittelte Kennfelder der Zuverlässigkeitskennzahl bei unterschiedlichen Drehzahlen und elektromagnetischen Maschineneigenschaften	103
5.2	Abhängigkeit der Zuverlässigkeitskennzahl von Rotorlage und -drehzahl	103
5.3	Stromabhängigkeit der Schenkligkeit ξ	104
5.4	Numerisch ermittelte Kennfelder der Zuverlässigkeitskennzahl im Stillstand mit Testsignaleinprägung bei unterschiedlichen elektromagnetischen Maschineneigenschaften	105
5.5	Einfluss der Testsignaleinprägung auf die Zuverlässigkeitskennzahl bei unterschiedlichen Drehzahlen	107
5.6	Kennfelder zur Schätzung des Identifikationsfehlers der Rotorlage bei 600 min^{-1}	109
5.7	Kennfelder zur Schätzung des Identifikationsfehlers der Rotorlage bei 1200 min^{-1}	110
6.1	Foto mit Stromrichterschrank und Maschinen für die experimentelle Untersuchung der geberlosen Identifikation. Foto: Amadeus Bramsiepe, KIT.	114
6.2	Strukturbild der Signalverarbeitung und des Prüfstands	117
6.3	Die resultierenden Trajektorien für Strom-, Spannungs- und Flussverkettungsraumzeiger bei nahezu sinusförmiger Stromspeisung für die Messung eines rotorlageabhängigen Flussverkettungskennfeldes	127
6.4	Resultierende Fehler der identifizierten Rotorlage nach Anwendung des Initialisierungsverfahrens im Stillstand der Maschine	130
6.5	Resultierende Fehler der identifizierten Rotordrehzahl und -Lage nach Anwendung des Initialisierungsverfahrens bei drehender Maschine	131
6.6	Messgrößen bei geberlosem Betrieb im Eckpunkt der Maschine während einer mechanischen Umdrehung	133
6.7	Messgrößen bei geberlosem Betrieb und maximal erreichbarem Drehmoment bei Maximaldrehzahl der Maschine während einer mechanischen Umdrehung	134
6.8	Messgrößen bei geberlosem Betrieb und maximal erreichbarem Drehmoment bei 30 min^{-1} während einer mechanischen Umdrehung	135
6.9	Messgrößen bei geberlosem Betrieb und dynamischer Sollwertänderung von Leerlauf auf Nenndrehmoment bei Eckdrehzahl und maximal erreichbarem Drehmoment bei Maximaldrehzahl	136

6.10	Messgrößen bei geberlosem Betrieb und dynamischer Sollwertänderung der Ströme im Stillstand der Maschine und anschließender leichter Bewegung durch das plötzliche, hohe Drehmoment	137
6.11	Resultierende Identifikationsfehler bei unterschiedlichen Drehzahlen und stabil erreichbaren Strombetriebspunkten. MMPA-Kennlinie jeweils in Rot eingezeichnet.	139
6.12	Resultierende Identifikationsfehler bei unterschiedlichen Drehzahlen und stabil erreichbaren Strombetriebspunkten unter Nutzung des Stromrichtermodells zur Strangspannungsermittlung. MMPA-Kennlinie jeweils in Rot eingezeichnet.	141
6.13	Geberlos drehzahl geregelter Betrieb mit Solldrehzahlrampe und dynamischer Drehmomentaufprägung im Bereich geringer Drehzahlen	143
6.14	Geberlos drehzahl geregelter Betrieb im Stillstand mit dynamischer Drehmomentaufprägung	144
6.15	Geberlos drehzahl geregelter Betrieb unter Nutzung des Stromrichtermodells zur Strangspannungsermittlung mit Solldrehzahlrampe und konstanter Drehmomentaufprägung	146
6.16	Zusätzlicher Identifikationsfehler der Rotorlage bei 1200 min^{-1} und einem künstlichen Spannungsoffset in u_α von 1 V	147
6.17	Zusätzlicher Identifikationsfehler der Rotorlage bei 600 min^{-1} und einem künstlichen Spannungsoffset in u_α von 1 V	148

Tabellenverzeichnis

2.1	Ausgangsspannung einer Halbbrücke für die möglichen Kombinationen aus Ausgangsstromrichtung und Schaltzustand, gemäß Abb. 2.13	39
6.1	Parameter der Belastungsmaschine	113
6.2	Parameter der Prüflingsmaschine	113
6.3	Grenzwerte der eingesetzten Stromrichter	115

Literaturverzeichnis

Eigene Veröffentlichungen

- [E1] S. Decker, J. Stoß, A. Liske, M. Brodatzki, J. Kolb und M. Braun, „Online Parameter Identification of Permanent Magnet Synchronous Machines with Nonlinear Magnetics based on the Inverter Induced Current Slopes and the dq-System Equations,“ in *21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Genua, Italien, 2019, S. 1–10.
- [E2] M. Brodatzki, J. Richter, J. Kolb und M. Braun, „Position and Speed Estimation Algorithm for Permanent Magnet Synchronous Machines Considering Nonlinear Magnetic Effects,“ in *10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, Busan, Südkorea, 2019, S. 1–8.
- [E3] S. Decker, C. Rollbühler, F. Rehm, M. Brodatzki, A. Oerder, A. Liske, J. Kolb und M. Braun, „DQ0-Modelling and Parametrization Approaches for Small Delta Connected Permanent Magnet Synchronous Machines,“ in *10th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2020)*, Stevenage, UK, 2020, S. 608–614.
- [E4] S. Decker, S. Foitzik, F. Rehm, M. Brodatzki, C. Rollbühler, J. Kolb und M. Braun, „DQ0 Modelling and Parameterization of small Delta connected PM Synchronous Machines,“ in *International Conference on Electrical Machines (ICEM 2020)*, Göteborg, Schweden, 2020, S. 144–150.
- [E5] S. Decker, C. Rollbühler, M. Brodatzki, F. Rehm, A. Liske und M. Hiller, „Comparison of Losses in Small Star- and Delta-Connected Permanent Magnet Synchronous Machines,“ in *23rd European Conference*

on *Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe)*, 2021, S. 1–10.

- [E6] J. Stoß, C. Wurster, N. Menger, M. Brodatzki, A. Liske und M. Hiller, „Design guideline for PCB integrated, high bandwidth, current slope sensing based on a planar Rogowski coil,“ in *23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe)*, 2021, S. 1–10.
- [E7] M. Brodatzki, F. Kammerer und M. Braun, „Decoupled circulating- and output-current control of parallel inverter systems,“ in *42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2016)*, Florenz, Italien, 2016, S. 3311–3316.

Studentische Arbeiten

- [S1] S. Schnurr, „Sensitivitätsanalyse und Echtzeit-Implementierung eines Kalman-Filter-basierten geberlosen Regelungsverfahrens für permanentmagneterregte Synchronmaschinen,“ Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2018.
- [S2] M. Becker, „Aufbau und Inbetriebnahme eines Moduls zur Messung der Spannungs-Zeit-Fläche von Stromrichterspannungen,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2018.
- [S3] M. Hechler, „Ermittlung der Lage und Drehzahl von permanenterregten Synchronmaschinen aus den Messwerten der taktfrequenten Stromsteigerungen,“ Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2019.
- [S4] A. Oerder, „Untersuchung der Einflüsse von lagewinkelabhängigen Oberwellen auf die geberlose Lageidentifikation der permanentmagneterregten Synchronmaschine,“ Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2019.
- [S5] P. Schmidt, „Untersuchung von Initialisierungsverfahren für die geberlose Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen,“ Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2017.
- [S6] M. Burkart, „Optimale Anregungssignale für die geberlose Lage- und Drehzahlidentifikation von permanentmagneterregten Synchronmaschinen bei kleinen Drehzahlen und im Stillstand,“ Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2018.

- [S7] I. Guenichi, „Neuentwicklung und Inbetriebnahme einer FPGA-basierten Inkrementalgeberauswertung,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2016.
- [S8] B. Bachowsky, „Online Berechnung der drehmomentidealen Stromsollwerte von permanentmagneterregten Synchronmaschinen,“ Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2020.
- [S9] F. Kappeler, „Konzeptionierung und Aufbau eines Prüfstands zur Untersuchung von Selbstkalibrierungsmethoden für magnetische Positionssensoren,“ Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2019.
- [S10] D. Wöhrle, „Auslegung, Aufbau und Inbetriebnahme einer breitbandigen Spannungserfassung mit integrierter A/D-Wandlung und galvanisch getrennter Anbindung an ein Signalverarbeitungssystem,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2017.
- [S11] A. Aschenbrenner, „Entwicklung und Implementierung einer webbasierten Bedienoberfläche zur Überwachung und Steuerung von Stromrichtergeräten,“ Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2016.
- [S12] B. Stoll, „Entwurf und Implementierung einer Regelungs- und Kommunikationsstruktur für den Verbundbetrieb von selbstgeführten Stromrichtern,“ Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2015.

Datenblätter und Applikationshinweise

- [D1] Infineon Technologies AG, *Datenblatt FF900R12IE4*, 2013.
- [D2] Infineon Technologies AG, *EiceDRIVER™ 1ED020I12-B2 Single channel isolated gate driver IC*.
- [D3] LEM Europe GmbH, *Current Transducer LF 505-S*.
- [D4] Kistler Instrumente GmbH, *KiTorq Rotor Typ 4550A*.

Fremdliteratur

- [1] Zweirad-Industrie-Verband e.V. „ZIV – Marktzahlen und Entwicklung 2021: ‚Freiheitsmobilität‘ bleibt stark nachgefragt.“ (16. März 2022), Adresse: https://www.ziv-zweirad.de/fileadmin/redakteure/Downloads/Marktdaten/PM_ZIV_Fahrrad-_und_E-Bike_Markt_2021.pdf (besucht am 03.06.2022).
- [2] Kraftfahrt-Bundesamt. „Fahrzeugzulassungen im Dezember 2021 - Jahresbilanz.“ (5. Jan. 2022), Adresse: https://www.kba.de/SharedDocs/Downloads/DE/Pressemitteilungen/DE/2022/pm_01_2022_fahrzeugzulassungen_12_2021.pdf (besucht am 03.06.2022).
- [3] S. Basler, *Encoder und Motor-Feedback-Systeme*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2016.
- [4] I. Hahn, „Differential magnetic anisotropy - prerequisite for rotor position detection of PM-synchronous machines with signal injection methods,“ in *First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED 2010)*, Padua, Italien, 2010, S. 40–49.
- [5] D. Nguyen, R. Dutta, M. F. Rahman und J. E. Fletcher, „Performance of a Sensorless Controlled Concentrated-Wound Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine at Low and Zero Speed,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 63, Nr. 4, S. 2016–2026, 2016.
- [6] L. Alberti, N. Bianchi und S. Bolognani, „Comparison of different synchronous machines for sensorless drives,“ in *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013)*, Wien, Österreich, 2013, S. 8220–8226.
- [7] N. Bianchi und S. Bolognani, „Influence of rotor geometry of an interior PM motor on sensorless control feasibility,“ in *40th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference*, Hongkong, China, Bd. 4, 2005, S. 2553–2560.
- [8] A. S. Budden, R. Wrobel, D. Holliday, P. H. Mellor, A. Dinu, P. Sangha und M. Holme, „Impact of Rotor Design on Sensorless Position Estimation,“ in *1st International Conference on Nano-Networks and Workshops*, Lausanne, Schweiz, IEEE, 2006, S. 787–792.
- [9] A. B. Plunkett und F. G. Turnbull, „Load-Commutated Inverter/Synchronous Motor Drive Without a Shaft Position Sensor,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. IA-15, Nr. 1, S. 63–71, 1979.

-
- [10] K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo und K. Mohri, „Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. IA-21, Nr. 3, S. 595–601, 1985.
- [11] M. Naidu und B. K. Bose, „Rotor position estimation scheme of a permanent magnet synchronous machine for high performance variable speed drive,“ in *Conference record of the IEEE Industry Applications Society annual meeting*, Houston, TX, USA, 1992, S. 48–53.
- [12] F. Blaschke, „Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine,“ Diss., 1974.
- [13] Z. Chen, M. Tomita, S. Ichikawa, S. Doki und S. Okuma, „Sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor by estimation of an extended electromotive force,“ in *35th IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy*, Rom, Italien, 2000, S. 1814–1819.
- [14] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada und Y. Takeda, „Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 38, Nr. 4, S. 1054–1061, 2002.
- [15] H. D. Perassi, *Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand*. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2008.
- [16] T. Frenzke, *Geberlose Drehmoment-Regelung für permanentmagnet-erregte Synchronmaschinen in der Bahntraktion*. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, Shaker Verlag, 2008.
- [17] M. Seilmeier, *Lagegeberlose Regelung der permanenterregten Synchronmaschine mit Zwei-Freiheitsgrade-Struktur*. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, Verlag Dr. Hut, 2015.
- [18] S. Bolognani, R. Oboe und M. Zigliotto, „Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 46, Nr. 1, S. 184–191, 1999.
- [19] Y. Wang und R. D. Lorenz, „Using Volt-sec. sensing to extend the low speed range and the disturbance rejection capability of back-EMF-based self-sensing,“ in *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Karlsruhe, Deutschland, 2016, S. 1–10.

- [20] M. Schroedl, „Operation of the permanent magnet synchronous machine without a mechanical sensor,“ in *4th International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, London, UK, 1990, S. 51–56.
- [21] P. L. Jansen und R. D. Lorenz, „Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 31, Nr. 2, S. 240–247, 1995.
- [22] M. Linke, R. Kennel und J. Holtz, „Sensorless position control of permanent magnet synchronous machines without limitation at zero speed,“ in *28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON 2002)*, Sevilla, Spanien, 2002, S. 674–679.
- [23] L. Chen, G. Gotting und I. Hahn, „DC-Link Current and Torque Ripple Optimized Self-Sensing Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Machines for Hybrid and Electrical Vehicles,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 53, Nr. 5, S. 4536–4546, 2017.
- [24] W. Zine, L. Idkhajine, E. Monmasson, Z. Makni, P.-A. Chauvenet, B. Condamin und A. Bruyere, „Optimisation of HF signal injection parameters for EV applications based on sensorless IPMSM drives,“ *IET Electric Power Applications*, Jg. 12, Nr. 3, S. 347–356, 2018.
- [25] O. A. Mohammed, A. A. Khan, A. M. El-Tallawy, A. Nejadpak und M. J. Roberts, „A Wavelet Filtering Scheme for Noise and Vibration Reduction in High-frequency Signal Injection-Based Sensorless Control of PMSM at Low Speed,“ *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Jg. 27, Nr. 2, S. 250–260, 2012.
- [26] Y. Duan und M. Sumner, „A novel current derivative measurement using recursive least square algorithms for sensorless control of permanent magnet synchronous machine,“ in *7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2012)*, Harbin, China, 2012, S. 1193–1200.
- [27] P. Landsmann, *Sensorless control of synchronous machines by linear approximation of oversampled current*. Dissertation, Technische Universität München, 2014.
- [28] A. Liske, *Neue Methode zur Bestimmung und Beschreibung der takt-frequenten Stromsteigungen in Drehstromsynchronmaschinen*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2020.

- [29] J. Reill, B. Piepenbreier und I. Hahn, „Utilisation of magnetic saliency for sensorless-control of permanent-magnet synchronous motors,“ in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2010)*, Pisa, Italien, 2010, S. 1484–1489.
- [30] F. Poltschak und W. Amrhein, „Fitness of saturated permanent magnet synchronous machines for sensorless control,“ in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2010)*, Pisa, Italien, 2010, S. 1490–1495.
- [31] C. L. Fortescue, „Method of Symmetrical Co-Ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks,“ *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Jg. XXXVII, Nr. 2, S. 1027–1140, 1918.
- [32] E. Clarke, „Problems solved by modified symmetrical components,“ *General Electric Review*, Jg. 41, Nr. 11 und 12, 488-494 und 545–549, 1938.
- [33] E. Clarke, *Circuit analysis of A-C power systems: Volume I - Symmetrical and Related Components*. John Wiley & Sons, New York, 1943.
- [34] F. Briz, M. W. Degner, P. Garcia und J. M. Guerrero, „Rotor Position Estimation of AC Machines Using the Zero-Sequence Carrier-Signal Voltage,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 41, Nr. 6, S. 1637–1646, 2005.
- [35] F. Briz, M. W. Degner, P. G. Fernandez und A. B. Diez, „Rotor and flux position estimation in delta-connected AC Machines using the zero-sequence carrier-signal current,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 42, Nr. 2, S. 495–503, 2006.
- [36] R. H. Park und B. L. Robertson, „The Reactances of Synchronous Machines,“ *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Jg. 47, Nr. 2, S. 514–535, 1928.
- [37] R. H. Park, „Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I,“ *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Jg. 48, Nr. 3, S. 716–727, 1929.
- [38] U. Nuß, *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*. 2. Auflage, VDE Verlag GmbH, 2017.
- [39] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. 4. Auflage, Springer Vieweg Berlin, Heidelberg, 2015.

- [40] G. Bertotti, *Hysteresis in magnetism: For physicists, materials scientists and engineers*. Academic Press, 1998.
- [41] J. Richter, *Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), KIT Scientific Publishing, 2016.
- [42] D. Schröder, *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*. 3. Auflage, Springer Berlin, Heidelberg, 2012.
- [43] S. Decker, A. Liske, D. Schweiker, J. Kolb und M. Braun, „Measurement of Two-Level Inverter Induced Current Slopes at High Switching Frequencies for Control and Identification Algorithms of Electrical Machines,“ in *International Power Electronics Conference (IPEC 2018 - ECCE Asia)*, Niigata, Japan, 2018, S. 2848–2853.
- [44] M. W. Degner und R. D. Lorenz, „Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in AC machines,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 34, Nr. 5, S. 1097–1104, 1998.
- [45] A. Binder, *Elektrische Maschinen und Antriebe*. 2. Auflage, Springer Vieweg Berlin, Heidelberg, 2017.
- [46] F. Rehm, P. Breining, S. Decker, J. Kolb und M. Hiller, „Loss Comparison of Small Delta- and Star-Connected Permanent Magnet Synchronous Machines,“ in *45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2019)*, Lissabon, Portugal, 2019, S. 1171–1176.
- [47] Y. Wang, W. Xie, X. Wang und Gerling, „A Precise Voltage Distortion Compensation Strategy for Voltage Source Inverters,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 65, Nr. 1, S. 59–66, 2017.
- [48] F. Stamer, R. Schwendemann und M. Hiller, „A multi-dimensional full automatic power semiconductor test bench for accurate semiconductor loss calculation,“ in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe 2019)*, Nürnberg, Deutschland, 2019, S. 1411–1418.
- [49] M. Gipsper, *Vieweg+Teubner Verlag Wiesbaden*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 1999.

-
- [50] Y. Sun, M. Preindl, S. Sirouspour und A. Emadi, „Unified Wide-Speed Sensorless Scheme Using Nonlinear Optimization for IPMSM Drives,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 32, Nr. 8, S. 6308–6322, 2017.
- [51] M. Papageorgiou, M. Leibold und M. Buss, *Optimierung: Statische, dynamische, stochastische Verfahren für die Anwendung*. 4. Auflage, Springer Vieweg Berlin, Heidelberg, 2015.
- [52] M. Hanke-Bourgeois, *Grundlagen der Numerischen Mathematik und des Wissenschaftlichen Rechnens*. 3. Auflage, Vieweg+Teubner Verlag Wiesbaden, 2009.
- [53] J. Nocedal und S. J. Wright, *Numerical Optimization*. 2. Auflage, Springer New York, NY, 2006.
- [54] D.-W. Seo, Y. Bak und K.-B. Lee, „An Improved Rotating Restart Method for a Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System Using Repetitive Zero Voltage Vectors,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 67, Nr. 5, S. 3496–3504, 2020.
- [55] R. Kunzler, *Rotorlagegeberlose Verfahren zum Betrieb einer permanenterregten Synchronmaschine im elektrifizierten Antriebsstrang*. Dissertation, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 2018.
- [56] X. Jin, R. Ni, W. Chen, F. Blaabjerg und D. Xu, „High-Frequency Voltage-Injection Methods and Observer Design for Initial Position Detection of Permanent Magnet Synchronous Machines,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 33, Nr. 9, S. 7971–7979, 2018.
- [57] S. Zossak, M. Stulraiter, P. Makys und M. Sumega, „Initial Position Detection of PMSM,“ in *9th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED 2018)*, Helsinki, Finnland, 2018, S. 12–17.
- [58] X. Zhang, H. Li, S. Yang und M. Ma, „Improved Initial Rotor Position Estimation for PMSM Drives Based on HF Pulsating Voltage Signal Injection,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 65, Nr. 6, S. 4702–4713, 2018.
- [59] X. Wu, Y. Feng, X. Liu, S. Huang, X. Yuan, J. Gao und J. Zheng, „Initial Rotor Position Detection for Sensorless Interior PMSM With Square-Wave Voltage Injection,“ *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 53, Nr. 11, S. 1–4, 2017.

- [60] M. Seilmeier und B. Piepenbreier, „Initial start-up and magnet polarity estimation method for HF test current injection based sensorless control of PMSM,“ in *16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, Antalya, Türkei, 2014, S. 59–64.
- [61] T. Yuzawa, K. Tanaka, R. Moriyama und I. Miki, „An efficient estimation method of sensorless initial rotor position for surface PM synchronous motor,“ in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2001)*, Cambridge, MA, USA, 2001, S. 44–49.
- [62] P. B. Schmidt, M. L. Gasperi, G. Ray und A. H. Wijenayake, „Initial rotor angle detection of a nonsalient pole permanent magnet synchronous machine,“ in *32nd IEEE Industry Applications Conference (IAS '97)*, New Orleans, LA, USA, 1997, S. 459–463.
- [63] S. Ostlund und M. Brokemper, „Initial rotor position detections for an integrated PM synchronous motor drive,“ in *30th IEEE Industry Applications Conference (IAS '95)*, Orlando, FL, USA, 1995, S. 741–747.
- [64] K. Kanatani, Y. Sugaya und Y. Kanazawa, *Guide to 3D vision computation: Geometric analysis and implementation*. Springer Cham, 2016.
- [65] T. Arens, F. Hettlich, C. Karpfinger, U. Kockelkorn, K. Lichtenegger und H. Stachel, *Mathematik*. 4. Auflage, Springer Spektrum Berlin, Heidelberg, 2018.
- [66] K. Shimamoto, S. Morimoto und S. Fukumaru, „Sensorless control based on position estimation by switching operation of modified PWM,“ in *42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2016)*, Florenz, Italien, 2016, S. 2898–2903.
- [67] S. Maekawa, Y. Shibano und T. Sekihara, „A novel symmetrical carrier PWM based sensorless drives for audible noise reduction with switching frequencies up to 16kHz,“ in *19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, Warschau, Polen, 2017, S. 1–7.
- [68] S.-C. Yang und R. D. Lorenz, „Analysis of iron and magnet losses in surface permanent magnet machines resulting from injection-based self-sensing position estimation,“ in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2011)*, Phoenix, AZ, USA, 2011, S. 630–637.

-
- [69] X. Wang, R. Kennel, W. Xie und D. Gerling, „Analysis of losses in a novel IPMSM resulting from high-frequency injection for sensorless control,“ in *IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE 2013)*, München, Deutschland, 2013, S. 1–5.
- [70] P. Guglielmi, M. Pastorelli und A. Vagati, „Cross-Saturation Effects in IPM Motors and Related Impact on Sensorless Control,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 42, Nr. 6, S. 1516–1522, 2006.
- [71] C. Axtmann, M. Boxriker und M. Braun, „A custom, high-performance real time measurement and control system for arbitrary power electronic systems in academic research and education,“ in *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Karlsruhe, Deutschland, 2016, S. 1–7.
- [72] R. Schwendemann, S. Decker, M. Hiller und M. Braun, „A Modular Converter- and Signal-Processing-Platform for Academic Research in the Field of Power Electronics,“ in *International Power Electronics Conference (IPEC 2018 - ECCE Asia)*, Niigata, Japan, 2018, S. 3074–3080.
- [73] J. Thoma, „Entwurf und Aufbau einer universellen Drehgeberauswertung,“ Studienarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2011.
- [74] T. Gemaßmer, *Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, KIT Scientific Publishing, 2015.