

**Feldorientierte Regelung der permanenterregten
Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten
Drehzahlbereich bis zum Stillstand**

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technische Universität Ilmenau

von

Héctor D. Perassi

geb. am 1. Oktober 1975
in Jujuy / Argentinien

1. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt, TU Ilmenau
2. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Bernhard Piepenbreier, Univ. Erlangen-Nürnberg
3. Gutachter: Dr.-Ing. Mezmur Asressahegn Tesema, TAE Antriebstechnik GmbH

Tag der Einreichung: 04.12.2006

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 04.07.2007

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2007000172

Erklärung

Ich versichere, dass die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Bei der Auswahl und Auswertung folgenden Materials haben mir die nachstehend aufgeführten Personen in der jeweils beschriebenen Weise unentgeltlich geholfen:

1. Dr.-Ing. Gotthard Berger
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Wolfgang Gens

Weitere Personen waren an der inhaltlich-materiellen Erstellung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Insbesondere habe ich hierfür nicht die entgeltliche Hilfe von Vermittlungs- bzw. Beratungsdiensten (Promotionsberater oder anderer Personen) in Anspruch genommen. Niemand hat von mir unmittelbar oder mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalte der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer Prüfungsbehörde vorgelegt.

Ich bin darauf hingewiesen worden, dass die Unrichtigkeit der vorstehenden Erklärung als Täuschungsversuch angesehen wird und den erfolglosen Abbruch des Promotionsverfahrens zu Folge hat.

Krefeld, den 24. November 2006

Héctor D. Perassi

Kurzfassung

Perassi, Hector D.:

Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand.

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der geberlosen, feldorientierten Regelung der permanenterregten Synchronmaschine mit oberflächenmontierten Magneten. Anhand der Grundlagen zur geberlosen Regelung erfolgt eine Klassifizierung der in der Literatur vorhandenen Verfahren zur Bestimmung des Rotorwinkels. Aus Sicht der Anforderungen für die Anwendung in kostengünstigen Industrieantrieben wurden zwei Verfahren ausgewählt, mit denen der gesamte Drehzahlbereich abgedeckt werden kann.

Eines der Verfahren basiert auf der Integration der induzierten Spannung und wird für die Rotorwinkelbestimmung im oberen Drehzahlbereich benutzt. Bei niedriger Drehzahl und im Stillstand wird ein zweites Schätzverfahren verwendet, das auf der Einprägung eines Testsignals basiert. Beide Verfahren werden in einer einzigen Struktur kombiniert, so dass sich ein sanfterer Übergang zwischen den beiden Verfahren in Abhängigkeit von der Drehzahl ergibt.

Schwerpunkt der Arbeit ist die praktische Umsetzung der Bestimmungsverfahren mittels eines kommerziell erhältlichen Umrichters, der über einen kostengünstigen 16-Bit Festkomma Digital Signalprozessor angesteuert wird. Für die bei der Rotorwinkelbestimmung mit dem Testsignal auftretenden Besonderheiten, wie z. B. die Notwendigkeit des digitalen Bandpassfilters, die Kompensation der Nichtlinearität des Wechselrichters und die Entkopplung des Testsignals von der Stromregelung, werden in dieser Arbeit theoretisch begründete und für die praktische Anwendung geeignete Lösungen vorgestellt.

Wie durch die experimentellen Ergebnisse bewiesen wird, ermöglicht das vorgestellte Konzept der geberlosen Drehzahlregelung kostengünstige und kompaktere Antriebslösungen für den Einsatz in Industrieanwendungen aus dem Low-End-Bereich.

Abstract

Perassi, Hector D.:

**Field oriented control of permanent magnet synchronous motors
without mechanical sensor for the fully speed range inclusive standstill.**

The present work deals with the sensorless field oriented control of surface-mounted permanent magnet synchronous motors. After a short review of the fundamentals of the sensorless control, an overview of the different published methods for the detection of the rotor position is given. Two methods are selected taking into account the requirements for the application in low-cost industrial drives, so that the full speed range can be achieved.

The first method is based on the integration of the back EMF induced in the stator coils and is used for position estimation at high speed. At standstill, up to a certain low speed range, a high-frequency test signal method is employed. The combination of the methods into an only structure provides an extra filtering for the injection estimated rotor angle at low speeds without detrimental effects on the dynamic of the estimation. Additionally a smooth transition between both methods is also achieved.

The main focus of this work is the practical implementation of the estimation methods by using a commercial inverter, which is commanded within a low-cost 16-bit fixed-point DSP. The problems that arise by the estimation with test signals, such as the need of digital bandpass-filters, dead-time compensation and decoupling of this signal from the current control, are specially discussed in this work. The solutions to these problems for suitable practical implementation are theoretically explained.

The experimental results show, that the proposed concept for the sensorless speed control of this type of motors enables the realisation of less expensive and more compact drive solutions for low-end industrial applications.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meines Promotionsstudiums im Fachgebiet Leistungselektronik und Steuerungen in der Elektroenergietechnik der Technischen Universität Ilmenau. Mein Dank gilt Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. J. Petzoldt für die Gelegenheit und Anregung zur Durchführung dieser Arbeit und für die fachliche Unterstützung.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. W. Gens möchte ich für seine Hilfe bei der inhaltliche Gestaltung und sprachliche Abfassung der Arbeit danken. Herrn Dr.-Ing. G. Berger möchte ich ebenfalls für seine ziel- und lösungsorientierten Vorschläge sowie für seine fachliche Unterstützung meinen aufrichtigen Dank aussprechen.

Ich möchte mich bei allen Kolleginnen und Kollegen, Studentinnen und Studenten des Fachgebietes Leistungselektronik für das gute Arbeitsklima ganz herzlich bedanken.

Schließlich möchte ich mich besonders herzlich bei meiner Frau Carolina für ihre Geduld und ihre moralische Unterstützung bedanken.

Krefeld, November 2006

Héctor Daniel Perassi

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	15
1.1	Die permanenterregte Synchronmaschine	15
1.2	Ansteuerverfahren zur Stromeinprägung	16
1.3	Sensorlose feldorientierte Regelung	18
1.4	Gliederung der Arbeit	20
2	Grundlage der Methoden zur sensorlosen Regelung	23
2.1	Grundwellenmodell der Maschine	23
2.1.1	Annahmen zur Modellbildung und Raumzeigerdarstellung . . .	23
2.1.2	Ausführungsformen der permanenterregten Synchronmaschine .	25
2.1.3	Modell der Maschine mit oberflächenmontierten Magneten . . .	26
2.2	Effekte zur Bestimmung der Rotorlage	29
2.2.1	Induzierte Spannung	29
2.2.2	Anisotropien der Maschine	30
2.3	Klassifizierung der Methoden	31
2.3.1	Methoden basierend auf dem Grundwellenmodell	31
2.3.1.1	Übersicht zu den verschiedenen Methoden	32
2.3.2	Methoden basierend auf den Anisotropien der Maschine	34
2.3.2.1	Ursachen der Anisotropien	34
2.3.2.2	Hochfrequente Signaleinprägung	36
2.3.2.3	Methoden zur Bestimmung der absoluten Anfangsposition	40
2.4	Bewertung und Auswahl	43

3	Bestimmung des Rotorwinkels basierend auf der Integration der induzierten Spannung	45
3.1	Flussmodell der Maschine	45
3.1.1	Integrierer mit Rückführung	47
3.1.1.1	Variante mit proportionalwirkender Rückführung . . .	48
3.1.1.2	Variante mit PI-Rückführung	50
3.1.1.3	Vergleich der beiden Varianten	51
4	Bestimmung des Rotorwinkels basierend auf den Anisotropien der Maschine	55
4.1	Hochfrequentes Maschinenmodell	55
4.1.1	Vereinfachtes Hochfrequenzmodell	58
4.2	Hochfrequente Signaleinprägung mit rotierenden Trägersignalen	59
4.2.1	Analytische Ableitung des hochfrequenten Stromraumzeigers . .	60
4.2.1.1	Vergleich mit Simulationsergebnissen	63
4.2.2	Demodulation des hochfrequenten Stromraumzeigers	64
4.2.2.1	Erklärung der 180°-Unbestimmtheit.	67
4.2.3	Hochfrequenter Stromraumzeiger bei vollständigem hochfrequenten Maschinenmodell	68
4.2.3.1	Formulierung der Problematik	69
4.2.3.2	Erweiterung der analytischen Ableitung	73
4.2.3.3	Einfluss auf die Demodulation	77
5	Praktische Umsetzung der sensorlosen Regelung	81
5.1	Experimenteller Aufbau	81
5.1.1	Winkelerfassung	83
5.1.2	Stromerfassung	83
5.1.3	Frequenz des Testsignals	84
5.1.4	PWM-Verfahren und digitale Implementierung des Testsignals .	85
5.1.5	Laufzeitkompensation	86
5.2	Besonderheiten bei der Rotorwinkelbestimmung mit dem Testsignal . .	88
5.2.1	Digitaler Bandpassfilter	88
5.2.1.1	Zeitdiskretisierung der Bandpass-Übertragungsfunktion	92
5.2.2	Nichtlinearität des Wechselrichters	96
5.2.2.1	Ursachen der Nichtlinearität	97

5.2.2.2	Der Effekt der Zweigverriegelungszeit	98
5.2.2.3	Einfluss der Nichtlinearität auf die Bestimmung	102
5.2.2.4	Kompensation der Nichtlinearität	104
5.2.2.5	Ergebnis der Kompensation	107
5.2.3	Entkopplung des Testsignals von der Regelung	109
5.2.3.1	Variante mit Tiefpassfilter	109
5.2.3.2	Variante mit Synchronfilter	111
5.2.4	Ermittlung der absoluten Anfangsposition	113
5.3	Einbindung der Methoden	114
5.3.1	Kombination bei der Variante mit proportionalwirkender Rückführung	115
5.3.2	Kombination bei der Variante mit PI-Rückführung	116
5.3.3	Ein- und Ausschalten der Bestimmung mit dem Testsignal	117
6	Sensorlose Regelung und experimentelle Ergebnisse	119
6.1	Sensorlose Drehzahlregelung	119
6.1.1	Genauigkeit der Winkelbestimmung.	120
6.1.2	Dynamik des Bestimmungsverfahrens.	122
6.1.3	Reversiervorgang	122
7	Zusammenfassung und Ausblick	125
8	Anhang	129
8.1	Kenndaten der Maschine	129
8.2	Einfluss des Synchronfilters auf der Grundswingungsstrom	129
Literaturverzeichnis		131

1 Einleitung

In vielen Bereiche der industriellen Antriebstechnik werden bürstenbehafteten Gleichstrommotoren durch umrichter gespeisten Drehstrommotoren ersetzt. Grund dafür ist der Fortschritt der Mikro- und Leistungselektronik, der die Einführung auf dem Markt von neuen kostengünstigen, kompakten und leistungsfähigen Systemlösungen ermöglicht hat. Durch den Wegfall des wartungsaufwendigen Bürsten/Kommutatorsystems erhöht sich die Lebensdauer des Antriebes, während die Geräusche vermindert werden. Für die Regelung von Drehfeldmaschinen ist die feldorientierte Regelung als das Standardverfahren zu betrachten. Hierbei werden die Maschinengrößen in fluss- und drehmomentbildende Komponenten zerlegt, so dass eine technische Entkopplung der Maschinenzustände erreichbar wird, wie sie physikalisch von der Gleichstrommaschine bekannt sind. Daraus resultierten ähnlich gute Regelungseigenschaften mit dem Vorteil, dass Drehfeldmaschinen aufgrund ihrer konstruktiven Eigenschaften höher überlastbar sind.

Ein weiterer Grund für den Einsatz von Drehfeldmaschinen ist die Tatsache, dass sie aufgrund der sinusförmigen Feldverteilung ein nahezu zeitlich konstantes stationäres Drehmoment aufweisen. Dies hat zusammen mit der schnellen Entwicklung der Elektronik dazu beigetragen, dass Drehfeldmaschinen heute den Markt für geregelte Antriebe dominieren.

1.1 Die permanenterregte Synchronmaschine

Von den Drehfeldmaschinen kommt die permanenterregte Synchronmaschine aufgrund ihrer Eigenschaften eine besondere Bedeutung zu. Dieser Maschinentyp wird charakterisiert durch ein im Stator eingebrachtes, in der Regel drei-phasiges Wicklungssystem, während Permanentmagneten im Rotor für den Aufbau des Erregerflusses angewendet werden. Diese zweite Eigenschaft hat neben dem Wegfall des Kommutators oder der Schleifringe die folgende Vorteile:

- Es sind keine zusätzliche Komponenten für die Einspeisung des Erregersystems notwendig.
- Der Rotor ist leichter und kompakter, da er keine Wicklungen enthält. Das führt zu einem kleineren Trägheitsmoment mit entsprechender Verbesserung der dynamischen Eigenschaften.
- Es treten im Rotor keine ohmsche Verluste auf. Die Verluste im Rotor sind dann nur auf Ummagnetisierungsverluste zurückzuführen, wobei die Wirbelstromverluste im Magnetmaterial am bedeutendsten sind [1]. Sie werden aber in der Regel durch die geeignete Auslegung der Maschine gering gehalten. Somit ist die Kühlung der Maschine einfacher, da die Wärmeabführung der Statorwicklung leichter zu realisieren ist.
- Aufgrund der Erregung mit Permanentmagneten ist die Einspeisung einer flussbildenden Stromkomponente, wie bei der Asynchronmaschine bekannt ist, nicht notwendig. Somit ist der einzuspeisende Strom für vergleichbare Maschinen (Nennleistung und Spannungsbereich) kleiner, mit der entsprechenden Absenkung des Energieverbrauchs.

Die Entwicklung der Dauermagnetmaterialien hat ermöglicht, dass dieser Typ von Maschinen sich weiter verbreitet. Neue Materialien aus der Gruppe der Seltenen-Erden, wie z.B. Samarium-Cobalt (SmCo) oder Neodymium-Eisen-Bor (NdFeB), haben eine sehr hohe Remanenzinduktion ($B_r = 0,8..1,3\text{T}$) und damit eine hohe maximale Energiedichte (BH_{max} bis zu 400kJ m^{-3} bei NdFeB) [1], was den Aufbau immer kompakterer Motoren bei gleicher abgegebenen Leistung ermöglicht hat. Diese Materialien haben den Nachteil der höheren Herstellungskosten, da zum einen das Material selbst teuer ist und zum anderen eine spezielle Ausrüstung für ihre Behandlung notwendig ist.

1.2 Ansteuerungsverfahren zur Stromeinprägung

Es gibt hauptsächlich zwei verschiedene Arten für die Ansteuerung der permanenterregten Synchronmaschine. Sie sind bezüglich der Form der in die Maschine eingepprägten Phasenströme wie folgt zu unterscheiden:

Ansteuerung mit blockförmigen Strömen: Dieses Verfahren arbeitet nach dem Prinzip der Stromkommutierung in der Phasenwicklungen, wie es von der Gleichstrommaschine her bekannt ist. Bei diesem Verfahren wird ein Gleichstrom in einer der Phasen der Maschine in jedem Augenblick eingespeist. In Abhängigkeit von der Rotorlage wird zwischen den drei Phasen umgeschaltet, so dass ein blockförmiger Verlauf der Phasenströme entsteht. Die Umschaltung der Stromblöcke von einer Phase zur nächsten wird von einem Rotorlagegeber direkt gesteuert. Dieser sogenannte *Six-Step-Geber* besteht im einfachsten Fall aus drei Hall-Sensoren, die die Lage des durch die Dauermagneten herrührenden Rotorfluss erfassen. Eine häufig in der Praxis verwendete Bezeichnung dieses Verfahren ist der Ausdruck Blockkommutierung.

Wegen der zusätzlich benötigten elektronischen Schaltung für ihren Betrieb werden die mit Blockkommutierung angesteuerten Maschinen als elektronisch kommutierte, oder einfacher als Elektronikmotoren, bezeichnet. Bei diesen Maschinen ist ein idealer rechteck- bzw. trapezförmiger Verlauf der induzierten Spannung erforderlich, um ein theoretisch konstantes Drehmoment mit der Einprägung von blockförmigen Strömen zu erzeugen. Auf diesem Grund werden diese Maschinen in der Regel mit konzentrierten Wicklungen und mit in radialer Richtung aufmagnetisierten Magneten ausgestattet [1].

Aufgrund der Abweichungen der Ströme bzw. der induzierten Spannung vom idealen Verlauf treten große Drehmomentenschwankungen auf, die den Einsatz dieses Verfahren auf Anwendungen ohne Anforderungen an den Gleichlauf der Maschine beschränken.

Ansteuerung mit sinusförmigen Strömen: Bei diesem Verfahren wird die Maschine als eine Drehfeldmaschine behandelt. Dabei werden sinusförmigen Ströme in ihre drei Phasen eingespeist, so dass ein sich drehendes Magnetfeld mit konstanter Amplitude entsteht. Dieses Ansteuerverfahren wird in der Praxis häufig als Sinuskommutierung bezeichnet und erlaubt die Anwendung der Feldorientierung als Konzept für die Strom- bzw. Drehzahlregelung.

Bei der mit diesem Verfahren angesteuerten Maschinen ist eine möglichst sinusförmige Induktionsverteilung im Luftspalt erforderlich. Dies wird entweder durch im Stator sinusförmig verteilte Wicklungen oder durch die parallele Aufmagnetisierung und entsprechende Verformung der Permanentmagneten erreicht [1], so

dass ein ideales konstantes Drehmoment mit niedrigem Oberwellenanteil bei der Einspeisung sinusförmiger Ströme erzeugt wird.

1.3 Sensorlose feldorientierte Regelung

Wie schon erwähnt worden ist, ergeben sich sehr gute Regelungseigenschaften bei der Verwendung der Feldorientierung für die Regelung von Drehfeldmaschinen. Deswegen gilt dieses Verfahren heutzutage als Industriestandard.

Bei der permanenterregten Synchronmaschine werden alle Maschinengrößen zum Zweck der Regelung in ein mit dem Rotorfluss synchron umlaufendes Koordinatensystem gedreht. Das erfordert die Kenntnis der absoluten Rotorposition in jedem Augenblick und mit ausreichender Genauigkeit. Zu diesem Zweck werden Lagegeber eingesetzt, welche die Rotorposition mittels elektromagnetischer oder optischer Sensoren ermitteln. Weite Verbreitung finden in der Antriebstechnik Inkrementalgeber und Resolver, die die relative oder absolute Rotorposition in kodierter Form zur Verfügung stellen. Sie erfordern allerdings eine zusätzliche Verkabelung zwischen Motor und Frequenzumrichter sowie Aufwendungen bei der Hardware, die eine störsichere Übertragung und Auswertung der Gebersignale gewährleisten.

Im vielen Anwendungsfällen wird aber der Verzicht auf den Lagegeber gefordert. Unter Betrachtung des Anwendungsfalles ergeben sich daraus die folgenden Bedingungen:

- Bei industriellen Anwendungen mit geringen Anforderungen an die Dynamik oder an die Positioniergenauigkeit sind die Kosten des gesamten Antriebssystems unter steigendem Druck. Der Verzicht auf den Lagegeber würde den Wegfall der oben genannten Kostenträger mit der nachfolgenden Absenkung der Kosten bedeuten.
- Der steigende Einsatz von rotierenden hochpoligen Direktantrieben, bei denen der Motor ohne Getriebe mit der Arbeitsmaschine gekoppelt wird, erfordert andere Methoden zur Erfassung der Rotorposition, da das Aufbringen des Gebers sehr aufwendig, wenn überhaupt möglich, ist.
- Schnelldrehende Antriebe mit niederpoligen permanenterregten Synchronmaschinen arbeiten in einem Drehzahlbereich, bei dem Drehgeber extrem kostspielig - falls überhaupt verfügbar oder einsetzbar - sind [2].

- In der Automobilindustrie so wie beim Flugzeugbau werden derzeit immer mehr hydraulische durch elektrischen Aktuatoren ersetzt. Die permanenterregte Synchronmaschine spielt aufgrund ihrer hohen Leistungsdichte eine sehr wichtige Rolle, da die Anforderung an der Kompaktheit des Antriebssystems sehr hoch sind. Durch den Verzicht auf dem Lagegeber wird Bauvolumen eingespart, was zu immer kompakteren Antriebslösungen führt.

Mit Blick auf die Vorteile, die sich als Folge des Verzichts auf einem Lagegeber ergeben, werden seit Jahren Verfahren untersucht, die die indirekte Bestimmung der Rotorposition und der Drehzahl aus den elektrischen Maschinengrößen ermöglichen. Diese Verfahren werden in der Literatur mit dem Begriff "sensorlose Regelung" (engl.: "*Sensorless Control*") bezeichnet, wobei jedoch die Sensoren für die Stromerfassung noch vorhanden sind.

Obwohl das Thema der sensorlosen Regelung der permanenterregten Synchronmaschinen seit vielen Jahren und an vielen Stellen bearbeitet wird, hat sich bis jetzt noch keine Lösung in nennenswertem Umfang durchsetzen können. Grund dafür ist, dass die für die Rotorwinkelbestimmung auszuwertenden physikalischen Effekten sehr abhängig vom jeweiligen Betriebszustand der Maschine sind. Problematisch ist vor allem die Bestimmung bei niedriger Drehzahl bzw. im Stillstand der Maschine, da die Rückwirkung der Rotorposition auf die gemessenen Ständergrößen wegen der zur Drehzahl proportional induzierten Spannung klein bzw. Null ist. Unter diesen Umstände werden andere Verfahren benötigt, mit denen die Rotorposition aus der Auswertung drehzahlunabhängiger Effekte der Maschine bestimmt werden kann.

In jeder Maschine treten parasitäre Sekundäreffekte auf, die in ihrem Grundwellenmodell keine Berücksichtigung finden. Dazu gehören Sättigungseffekte, Statornuteneffekte oder die Rotorexzentrität. Diese drehzahlunabhängigen Effekte führen zu anisotropen magnetischen Maschineneigenschaften, die mittels der Anregung mit einem geeigneten Testsignal zur Identifikation der Rotorposition verwendet werden können. Auf dieser Basis sind eine Reihe von Verfahren entstanden, die es ermöglichen, das Problem der Rotorwinkelbestimmung bei niedriger Drehzahl und im Stillstand zu überwinden.

Anhand dieser Erkenntnisse wird die Zielstellung der vorliegenden Arbeit in den folgenden Punkten zusammengefasst:

- Es soll die feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine für der gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand entwickelt werden, ohne dazu

einen Lagegeber zu benutzen.

- Ein modellbasiertes Verfahren wird als Basis für die Rotorwinkelbestimmung angewendet.
- Ein zweites Verfahren auf Basis der Einprägung eines Testsignals wird angewendet, um den Rotorwinkel bei kleiner Drehzahl und im Stillstand zu bestimmen.
- Beide Verfahren werden so kombiniert, dass das zweite das erste Verfahren im kritischen unteren Drehzahlbereich ergänzt bzw. korrigiert.
- Die Wahl der Bestimmungsverfahren sowie ihre praktische Umsetzung werden mit Rücksicht auf die Anforderungen, die für den Einsatz in kostengünstigen industriellen Anwendungen gestellt werden, durchgeführt.

1.4 Gliederung der Arbeit

Zu Beginn (Kapitel 2) werden die Grundlagen, auf denen die vorliegende Arbeit basiert, erläutert. Hierzu gehören neben der Modellbildung der Maschine die physikalischen Effekte, die die Basis der verschiedenen Bestimmungsverfahren darstellen. Eine Klassifizierung der Bestimmungsverfahren mit einer kurzen Erläuterung ihrer Eigenschaften wird gegeben. Das Kapitel endet mit der Auswahl von zwei Verfahren, die zur Bestimmung des Rotorwinkels im gesamten Drehzahlbereich kombiniert werden müssen.

Die beiden Verfahren werden in den Kapiteln 3 und 4 behandelt. Als erstes wird das auf die Integration der induzierten Spannung basierende Verfahren näher betrachtet. Die dazu gehörige Problematik der offenen Integration und zwei Varianten zu deren Beseitigung werden vorgestellt. Die Bestimmung des Rotorwinkels, basierend auf den Anisotropien der Maschine, wird im nachfolgenden Kapitel behandelt. Zu Beginn wird ein geeignetes Hochfrequenzmaschinenmodell vorgestellt, das die Basis für die mathematische Ableitungen der Antwort der Maschine zur Testsignalanregung darstellt. Anhand der sich ergebenden Gleichungen werden geeignete Demodulationsverfahren vorgestellt. Die theoretischen Ergebnisse werden mit praktischen Messungen verglichen und die festgestellten Unterschiede werden näher untersucht.

In Kapitel 5 wird auf die praktische Umsetzung der sensorlosen Regelung eingegangen. Dazu kommt als erstes die Vorstellung des verwendeten Versuchsaufbaus. Die Pro-

blematik bei der Umsetzung der Bestimmung mit dem Testsignal, insbesondere der Einfluss der Nichtlinearität des Umrichters, werden betrachtet und eine geeignete Lösung wird vorgestellt. Die Kombination beider Bestimmungsverfahren in eine einzige Struktur beschließt dieses Kapitel. Im Kapitel 6 werden die wichtigsten Ergebnisse zusammengestellt. Kapitel 7 enthält die Zusammenfassung der Arbeit.

2 Grundlage der Methoden zur sensorlosen Regelung

Das Thema der sensorlosen Regelung der permanenterregten Synchronmaschine wird seit vielen Jahren an vielen Stellen bearbeitet. Zahlreiche Verfahren wurden in den unterschiedlichsten Zeitschriften und Konferenzbänden vorgestellt. Allgemein gilt für alle Verfahren die Anwendung mehr oder weniger komplizierter mathematischer Modelle, die den für die feldorientierte Drehzahlregelung notwendigen Rotorflusswinkel aus den elektrischen Größen der Maschine herleiten.

In diesem Kapitel werden die Grundlagen der unterschiedlichen Methoden vorgestellt. Dafür wird das Grundwellenmodell der Maschine zu Beginn angegeben, wobei eine Unterscheidung zwischen den Ausführungsformen des Rotors gemacht wird. Die physikalischen Effekte der Maschine, auf die die Methoden zur Bestimmung der Rotorlage zurückgreifen, werden im Anschluss erläutert.

Eine Klassifizierung der Methoden wird auf Basis dieser Effekte vorgeschlagen. In einer Übersicht werden die einzelnen Verfahren und ihre Eigenschaften angegeben. Abgeschlossen wird dieses Kapitel durch die Auswertung der verschiedenen Methoden aus Sicht der Anforderungen für den Einsatz in industriellen Anwendungen.

2.1 Grundwellenmodell der Maschine

2.1.1 Annahmen zur Modellbildung und Raumzeigerdarstellung

Die Annahmen zur Modellbildung der permanenterregten Synchronmaschine nach dem Prinzip der Grundwellenverkettung [3] lauten:

- Der Stator besitzt ein 3-strängiges, symmetrisches Drehfeldwicklungssystem.

- Werden die Phasenwicklungen bestromt, wird eine Induktionsverteilung längs des Luftspaltes erzeugt, die als sinusförmig verteilt angenommen wird.
- Die Luftspaltinduktion, herrührend von der Permanenterregung, wird auch als sinusförmig angenommen.
- Sättigungseffekte werden vernachlässigt, so dass das gesamte magnetische Luftspaltfeld sich aus der Superposition beider Felder ergibt.
- Nur die Grundwellengrößen der Maschine werden im Modell betrachtet. Es wird angenommen, dass nur diese zur Drehmomentbildung beitragen.

Unter diesen Annahmen besitzen die elektrischen Maschinengrößen jedes Stranges eine räumlich sinusförmige Verteilung über den Umfang. Die Überlagerung der einzelnen Stranggrößen führt zu einer Summenverteilung der entsprechenden Größe, deren Orientierung im Raum von den Momentanwerten der Stranggrößen abhängt. Zur Vereinfachung der mathematischen Beschreibung dieses Prinzips bietet sich die Raumzeigerdarstellung an, mit der sich z. B. die Statorflussverteilung als:

$$\underline{\psi}_s = \frac{2}{3} (\psi_R + a \psi_S + a^2 \psi_T) \quad (2.1)$$

berechnen lässt. Der sich ergebende Raumzeiger zeigt in die Richtung des positiven Maximums der räumlichen Verteilung. Der Drehzeiger a beinhaltet die räumliche Verschiebung zwischen den Spulenachsen und ist bei einem dreisträngigen Wicklungssystem gleich:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} . \quad (2.2)$$

Analog zum Statorflussraumzeiger lassen sich die Strangspannungen und Strangströme auch in komplexe Raumzeiger überführen:

$$\underline{u}_s = \frac{2}{3} (u_R + a u_S + a^2 u_T) \quad (2.3)$$

$$\underline{i}_s = \frac{2}{3} (i_R + a i_S + a^2 i_T) , \quad (2.4)$$

wobei sich alle Größen als Momentanwerte verstehen. Da das mathematische Werkzeug der Raumzeigerdarstellung die elektrische Drehfeldmaschine eindeutig beschreibt, wird sie zur Modellbildung und bei allen weiteren Ableitungen angewendet.

2.1.2 Ausführungsformen der permanenterregten Synchronmaschine

Bevor das Modell der Maschine abgeleitet wird müssen die unterschiedlichen Ausführungsformen solcher Motoren vorgestellt werden. Es werden hier nur Radialfeldmotoren mit Innenläuferausführung betrachtet, wobei zwei Gruppen im Bezug auf die Bauweise des Läufers zu unterscheiden sind [1]:

- Läufer mit oberflächenmontierten Magneten

Die Magnete werden auf die Rotoroberfläche angebracht und mit einer Bandage umwickelt (s. Abb. 2.1-a), um zu verhindern, dass sie sich aufgrund der großen Fliehkräfte lösen. Da die relative Permeabilität der eingesetzten Magnetwerkstoffe im Bereich von Luft liegt ($\mu_r = \mu_M/\mu_0 \approx 1,0$), wirkt diese Anordnung der Magnete wie ein vergrößerter und gleichmäßiger Luftspalt. Somit kann die Maschine als eine Vollpolsynchronmaschine betrachtet werden, bei der keine oder nur eine sehr geringe Induktivitätsänderung entlang des Luftspaltumfangs vorhanden ist.

- Läufer mit eingebetteten Magneten

Bei dieser Konstruktion werden die Magnete in Aussparungen im Läufer eingeschoben, wie das in Abb. 2.1-b zu sehen ist. Somit ist ein kleinerer mechanischer Luftspalt möglich, was zu einem größeren Einfluss auf den Induktivitätswert der Statorwicklung führt. Aufgrund der Permanentmagnete ist der effektive Luftspalt in der Richtung der Rotorflussachse (d-Richtung) größer als der in q-Richtung, im Gegenteil zu der Schenkelpolsynchronmaschine. Dies bedingt ein Absenken der Induktivität in der d-Richtung im Vergleich zu der Induktivität in der Querachse. Diese Unsymmetrie der Maschine ($L_d < L_q$) bewirkt ein zusätzliches Reluktanzmoment. Sie muss deswegen im Grundwellenmodell der Maschine berücksichtigt werden.

Die in dieser Arbeit verwendete Maschine besitzt oberflächenmontierten Magnete und weist deswegen keine oder nur eine sehr kleine geometrische Asymmetrie im Läufer auf. Die für die Rotorlagebestimmung notwendige stellungsabhängige Induktivität ist dann hauptsächlich durch Sättigungserscheinungen im Eisen verursacht, wie es später in diesem Kapitel erklärt wird. Diese Abhängigkeit ist verhältnismäßig gering, so dass keine unterschiedliche Induktivität der Längs- und Querachse im Grundwellenmodell der Maschine betrachtet werden braucht.

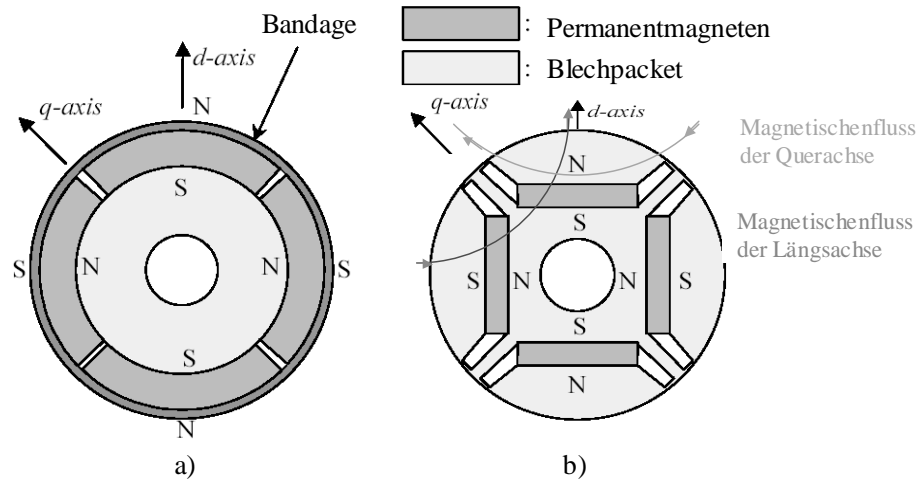


Abbildung 2.1: Ausführungsformen des Läufers einer permanentenerregten Synchronmaschine:
a) mit oberflächenmontierten Magneten
b) mit eingebetteten Magneten

2.1.3 Modell der Maschine mit oberflächenmontierten Magneten

Anfangspunkt des Modells ist die Spannungsgleichung der Maschine im statorfesten, auf eine Polteilung bezogenen Koordinatensystem, wobei die Raumzeigerdarstellung angewendet wird:

$$\underline{u}^s = R_s \underline{i}^s + \frac{d\psi^s}{dt} \quad (2.5)$$

Der Statorfluss wird in den Anteil des durch die Ständerwicklung fließenden Stroms und den festen Anteil des Rotorflusses zerlegt:

$$\underline{\psi}_s^s = \psi_s e^{j\varphi_s} = L_s \underline{i}^s + \underline{\psi}_M^s, \quad (2.6)$$

wobei der Rotorflussraumzeiger sich wie folgt darstellen lässt:

$$\underline{\psi}_M^s = \psi_M e^{j\gamma} \quad (2.7)$$

Der Winkel γ ist der Winkel zwischen der Richtung des Rotorflusses und der Magnetisierungsrichtung des Stranges R der Ständerwicklung. Da der Rotorfluss fest mit dem Rotor gebunden ist, bezeichnet γ gleichzeitig den Winkel zwischen dem mit dem Rotor synchron umlaufenden Koordinatensystem und dem statorfesten Koordinatensystem.

Anhand der Koordinatentransformationen:

$$\underline{u}^r = \underline{u}^s e^{-j\gamma}, \quad \underline{i}^r = \underline{i}^s e^{-j\gamma}, \quad \text{und} \quad \underline{\psi}_s^r = \underline{\psi}_s^s e^{-j\gamma}$$

und mit der Anwendung der Gl. (2.6) ergibt sich die Spannungsgleichung im Bezug auf das Rotorkoordinatensystem zu:

$$\begin{aligned}
 \underline{u}^r &= R_s \underline{i}^r + \frac{d\psi_s^s}{dt} e^{-j\gamma} \\
 \underline{u}^r &= R_s \underline{i}^r + \frac{d\psi_s}{dt} e^{j(\varphi_s - \gamma)} + j \psi_s \dot{\varphi}_s e^{j(\varphi_s - \gamma)} \\
 \underline{u}^r &= R_s \underline{i}^r + \frac{d\psi_s^r}{dt} - j \psi_s (\dot{\varphi}_s - \dot{\gamma}) e^{j(\varphi_s - \gamma)} + j \psi_s \dot{\varphi}_s e^{j(\varphi_s - \gamma)} \\
 \underline{u}^r &= R_s \underline{i}^r + \frac{d\psi_s^r}{dt} + j \dot{\gamma} \psi_s^r
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

In gleicher Weise wird der Statorfluss als:

$$\psi_s^r = L_s \underline{i}^r + \psi_M \tag{2.9}$$

im Rotorflusskoordinatensystem angegeben. Der Rotorfluss ist auf die Rotorachse ausgerichtet, und deswegen weist er nur die Realkomponente ψ_M auf. Diese Skalargröße hängt von den konstruktiven Eigenschaften der Maschine und von der Remanenzinduktion der eingesetzten Permanentmagnete ab. Obwohl sie sich mit steigender Arbeitstemperatur der Magnete ändert ($-0,08$ bis $-0,1\%/^\circ K$ bei NdFeB-Magneten [1]), wird sie zum Zweck der Modellbildung als konstant angenommen.

Der Ersatz des Statorflusses in Gl. (2.8) durch die Gl. (2.9) liefert die Spannungsgleichung der Maschine:

$$\underline{u}^r = R_s \underline{i}^r + L_s \frac{d\underline{i}^r}{dt} + j \dot{\gamma} L_s \underline{i}^r + j \dot{\gamma} \psi_M, \tag{2.10}$$

wobei zu erkennen ist, dass der Statorstrom die Zustandsgröße des elektrischen Systems der Maschine ist. Die Zustandsgleichung einer permanenterregten Synchronmaschinen kann nach [4] wie folgt angegeben werden:

$$\tau_s \frac{d\underline{i}^r}{dt} + \underline{i}^r = \frac{\underline{u}^r}{R_s} - j \dot{\gamma} \tau_s \underline{i}^r - j \frac{\psi_M}{R_s} \dot{\gamma}, \tag{2.11}$$

wobei $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$ die elektrische Zeitkonstante der Maschine darstellt.

Die für alle Drehfeldmaschinen allgemeine Drehmomentgleichung wurde in [5] aus der in der Maschine gespeicherten magnetischen Energie abgeleitet. Dabei wurde allerdings eine zweipolige Maschine betrachtet. Die Erweiterung für mehrpolige Maschinen erfolgt einfach durch die Multiplikation dieser Gleichung mit der Polpaarzahl der Maschine.

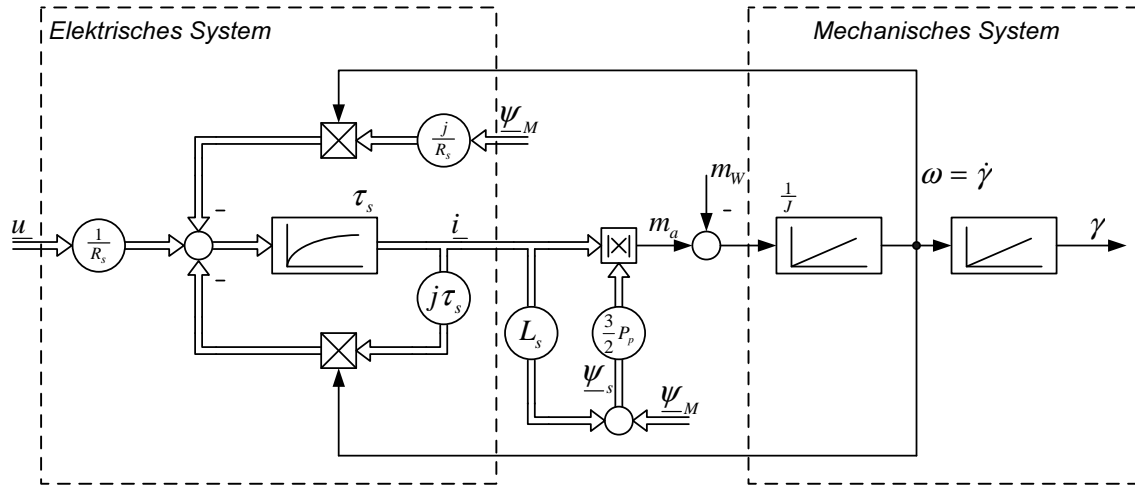


Abbildung 2.2: Komplexes Signalfussdiagramm einer permanenten Synchronmaschine mit oberflächenmontierten Magneten im Rotorkoordinatensystem

Somit ergibt sich die Drehmomentgleichung in der komplexen, für alle Drehfeldmaschinen allgemeinen Form zu:

$$m_a = \frac{3}{2} P_p \left| \underline{\psi}_s \times \underline{i} \right| \quad (2.12)$$

Für den Fall der permanenten Synchronmaschine mit oberflächenmontierten Magneten kann die Drehmomentgleichung in einer einfacheren Form ausgedrückt werden:

$$m_a = \frac{3}{2} P_p \psi_M i_q \quad (2.13)$$

Mit der Einführung der Bewegungsgleichung:

$$m_a - m_W = J \frac{d\ddot{\gamma}}{dt} = J \frac{d\dot{\omega}}{dt} \quad (2.14)$$

sind alle Gleichungen vorgestellt, die zum komplexen Signalfussdiagramm der Maschine in Abb. 2.2 führen. Dort wird die Kopplung des elektrischen mit dem mechanischen System verdeutlicht, die durch den Einfluss der rotorisch induzierten Spannung $j \omega \psi_M$ auf die Statorgrößen entsteht.

Wie in Gl. (2.13) zu erkennen ist, ist das Drehmoment der Maschine zur q-Komponente des Stroms proportional. Das hat den Vorteil, dass das Drehmoment durch die Regelung des q-Stromes eingestellt werden kann. Der Strom in Richtung der Längsachse i_d hat keine Wirkung auf das Drehmoment und wird deswegen zu Null geregelt. Beide Stromregelkreise sind in Abhängigkeit von der Drehzahl gekoppelt, wie in Abb. 2.2 zu

sehen ist. Diese lässt sich aber mittels einer geeigneten Entkopplungsstruktur aufheben [6].

Die aus dem Modell der Maschine abgeleiteten, oben angedeuteten Eigenschaften stellen das Prinzip der feldorientierte Regelung der permanenterrregten Synchronmaschine dar. Grundsätzlich handelt es sich um eine Zweikomponenten-Stromregelung im Rotorkoordinatensystem, deren q-Komponente die Drehzahlregelung überlagert wird. Die Bedingung für ihren Einsatz besteht darin, dass der Rotorwinkel mit ausreichender Genauigkeit in jedem Augenblick bekannt sein muss, um die erforderliche Koordinatentransformation der gemessenen Größen durchzuführen.

Üblicherweise wird die Rotorposition mittels eines an der Welle der Maschine montierten Lagegebers gemessen. Die Rotorwinkelgeschwindigkeit, notwendig als Istwert der Drehzahlregelung, wird über die Differenzierung des Winkelsignals gewonnen. Im folgenden werden Verfahren vorgestellt, die die notwendige Rotorlage aus den elektrischen Größen der Maschine schätzen. Es wird dabei von sensorlosen Verfahren gesprochen, da der mechanische Geber durch diese Verfahren zur Erfassung des Rotorwinkels ersetzt wird.

2.2 Effekte zur Bestimmung der Rotorlage

Zu den physikalischen Effekten, die zur Bestimmung der Rotorposition ausgenutzt werden können, zählen hauptsächlich die folgenden zwei:

- Die in den Statorwicklungen induzierte Spannung, herrührend durch die Rotation des fest mit dem Läufer verbundenen Magnetfeldes.
- Die anisotropen Maschineneigenschaften, die aufgrund von parasitären Sekundäreffekten bedingt durch die Bauweise der Maschine zustande kommen.

In folgenden werden die von den beiden Effekten herrührenden Eigenschaften beschrieben.

2.2.1 Induzierte Spannung

Bei der permanenterrregten Synchronmaschine wird der Rotorfluss durch den Einsatz von Dauermagneten aufgebaut. Da die Remanenzinduktion der Magnete nur in geringem Maße von der Temperatur abhängig ist, kann sie mit guter Näherung als konstant

angenommen werden. Das bedeutet, dass die Amplitude der induzierten Spannung für eine Maschine mit gegebenen konstruktiven Eigenschaften nur abhängig von der Drehgeschwindigkeit des Läufers ist. Somit ändert sich die Amplitude dieser Spannung proportional mit der Drehzahl und wird gleich Null bei stehendem Läufer. Im Stillstand verschwindet die Rückkopplung zwischen den Rotor- und den Statorzustandsgrößen, weshalb keine Information der Rotorlage aus der Auswertung der induzierten Spannung gewonnen werden kann [7].

Die induzierte Spannung wird in dem Grundwellenmodell der Maschine betrachtet. Da diese Spannung mit der Bewegung des Rotorflusses korreliert, weist sie die Grundschwingungsfrequenz der elektrischen Größen des Ständers auf. Alle sensorlosen Regelungsverfahren, basierend auf dem Grundwellenmodell der Maschine, greifen letztendlich auf die induzierte Spannung für die Bestimmung der Rotorposition zurück. Aus diesem Grund sind diese Verfahren für die sensorlose Regelung im Stillstand grundsätzlich nicht geeignet.

2.2.2 Anisotropien der Maschine

Bei den Drehfeldmaschinen sind eine Reihe von Sekundäreffekten vorhanden, die im Grundwellenmodell keine Berücksichtigung finden. Vorallem sind das Sättigungseffekt, die Rotorexzentrität oder eine asymmetrische Rotorstruktur, die aufgrund der konstruktiven Eigenschaften oder durch die Toleranzen beim Aufbau der Maschine zustande kommen. Alle diese Effekte führen dazu, dass jede Maschine in charakteristischer Art eine Änderung ihrer magnetischen Eigenschaften in Abhängigkeit von der Orientierung des Rotors aufweist. Diese anisotropen Eigenschaften werden im Lauf dieser Arbeit als Anisotropien der Maschine bezeichnet, so wie in [7] eingeführt.

Im allgemein lässt sich der Zusammenhang zwischen der Anisotropie und der jeweiligen Rotorposition mit geeigneten Modellen darstellen. Da die Anisotropien unabhängig von der Bewegung des Läufers immer vorhanden sind, sind ihre Einflüsse auf die elektrischen Größen unabhängig von der Drehzahl bemerkbar. Daher besteht die Möglichkeit, durch gezielte Anregung mittels eines geeigneten Testsignals diese Einflüsse zu verdeutlichen. Durch Messung und entsprechende Auswertung der betroffenen elektrischen Größen kann die Information über die Rotorlage gewonnen werden. Auf diesem Prinzip beruhen eine Reihe von Verfahren, die das Problem der Rotorwinkelbestimmung bei kleiner Drehzahl und im Stillstand weitgehend beseitigen.

2.3 Klassifizierung der Methoden

Ausgehend von den vorher beschriebenen physikalischen Effekten wird eine erste Klassifizierung der Methoden zur sensorlosen Regelung der permanenterregten Synchronmaschine vorgenommen [8]. Zwei Gruppen werden definiert, nämlich:

- Methoden basierend auf dem Grundwellenmodell der Maschine.
- Methoden basierend auf den Anisotropien der Maschine.

In den nächsten Abschnitten werden die verschiedenen Methoden dieser beiden großen Gruppen einzeln vorgestellt.

2.3.1 Methoden basierend auf dem Grundwellenmodell

Die Methoden dieser Gruppe nutzen die im Grundwellenmodell betrachteten induzierten Spannung zur indirekten Bestimmung der Rotorposition. Dabei werden die Grundschwingungsgrößen der Ständerspannung und des Ständerstroms als Eingangssignale des Modells herangezogen. Da eine Strommessung bei geregelten Antrieben mit Frequenzumrichter in der Regel ohnehin vorhanden ist, wird keine zusätzliche Hardware benötigt. Eine Ausgangsspannungsmessung ist wegen der aufwendigen Potentialtrennung bei industriell eingesetzten Umrichtern keine sinnvolle Alternative zu Drehgebern, und deswegen wird auf ihren Anwendung verzichtet. Stattdessen wird die von der Stromregelung zum Pulsweitenmodulator ausgegebene Referenzspannung benutzt, wobei die Nichtlinearität des Wechselrichters betrachtet werden muss.

Außer der oben eingeführten Beschränkung für die Bestimmung der Rotorposition im Stillstand kommt noch die Tatsache, dass bei kleiner Drehzahl die Amplitude der induzierten Spannung und damit der Ausgangsspannung des Wechselrichters entsprechend klein ist. Unter diesen Umständen haben die Abweichungen der Maschinenparameter von den Parametern des Modells eine größere Wirkung auf die Genauigkeit der Winkelbestimmung. Das führt dazu, dass sich eine zunehmend kritischere Abhängigkeit von den Maschinenparametern mit kleiner werdender Drehzahl ergibt. Aus diesem Grund sind die Methoden dieser Gruppe erst oberhalb einer kritischen unteren Drehzahl einzusetzen.

2.3.1.1 Übersicht zu den verschiedenen Methoden

Die Methoden in diesem Abschnitt basieren alle grundsätzlich auf dem Grundwellenmodell der Maschine. Von den zahlreichen Verfahren, die in der Literatur veröffentlicht worden sind, werden nur die vorgestellt, die nach Angaben der Autoren industrietauglich sind. Das betrifft vor allem den Rechenaufwand, der für ihre praktische Umsetzung notwendig ist. Aus diesem Grund werden komplexe modellbasierte Verfahren, wie z. B. Zustandsbeobachter oder Kalmanfilter, nicht betrachtet.

Die folgende Klassifizierung basiert auf [8, 9], in denen eine umfassender Überblick gegeben wird. Unter dem Gesichtspunkt, wie die induzierte Spannung zum Zweck der Ermittlung der Rotorposition ausgewertet wird, sind zwei Verfahrensgruppen zu unterscheiden:

- Passive Verfahren, bei denen die Bestimmung erfolgt, ohne die für die feldorientierte Regelung normale Pulsweitenmodulation zu beeinflussen.
- Aktive Verfahren, bei denen Umrichterzustände oder Testsignale eingefügt werden, um die Effekte der induzierten Spannung zu verdeutlichen.

Im folgenden werden die wichtigsten Verfahren mit ihren Eigenschaften charakterisiert.

Integration der induzierten Spannung [10, 2, 11]: Dieses passive Verfahren berechnet den Rotorflussraumzeiger (und damit dessen Winkel) aus der Integration der induzierten Spannung, die aus der Ständerspannungsgleichung zusammen mit der Ständerflussgleichung (s. Gl. (2.5) und Gl. (2.6)) ermittelt wird. Von Vorteil dabei ist die Einfachheit des Verfahrens vom Rechenaufwand her, wobei die Anwendung der offenen Integration wegen der Offset-Problematik ein grundsätzliches Problem darstellt. Details bezüglich dieser Problematik und ihrer Lösungen werden später im Abs. 3.1 behandelt.

Direkte Bestimmung aus der induzierten Spannung [12]: Bei dieser Variante wird die induzierte Spannung als Raumzeiger aus der Spannungsgleichung der Maschine berechnet. Wie in Gl. (2.15) zu sehen ist, ergibt sich der Rotorflusswinkel direkt aus dem Argument dieses Raumzeigers plus ein Korrekturwinkel von $\pm 90^\circ$ (abhängig von der Drehrichtung der Maschine). Nachteilig bei diesem Verfahren ist die Notwendigkeit

einer Differenzierung des Statorstroms für die Berechnung der induzierten Spannung, was zu größeren Störungen im Modell führt.

$$\gamma = -\frac{\pi}{2} \operatorname{sign}(\omega) + \arg\left(\underline{u} - R_s \underline{i} - L_s \frac{d\underline{i}}{dt}\right) \quad (2.15)$$

Kurzschlußmodell [12, 13]: Dieses aktive Verfahren erzeugt einen kurzzeitigen Kurzschluss an den Maschinenklemmen, indem die drei oberen oder drei unteren Schalter des Wechselrichters angesteuert werden. Unter diesem Umstand beträgt die Ständerspannung Null und damit wird der durch jeder Phase fließende Strom nur durch die Amplitude der induzierten Spannung jeder Phase bestimmt. Der durch den kurzzeitigen Kurzschluss hervorgerufene Stromanstieg wird für jede Phase erfasst und ein Stromanstieg-Raumzeiger gebildet, dessen Argument gleich dem Argument des induzierten Spannung-Raumzeigers ist. Analog zum oberen Verfahren wird dieser Winkel korrigiert, um den Rotorwinkel zu bekommen. Die Gleichung zur Beschreibung des Verfahrens ergibt sich aus Gl. (2.15) zu:

$$\gamma = -\frac{\pi}{2} \operatorname{sign}(\omega) + \arg\left(-L_s \frac{d\underline{i}}{dt}\right), \quad (2.16)$$

wobei der Statorwiderstand vernachlässigt wird. Eine detaillierte Untersuchung der unter dieser Vereinfachung auftretenden Abweichung und ihrer Wirkung auf der Winkelbestimmung wird in [14] gegeben.

Hypothetische Rotorposition [15, 16] Bei diesem Verfahren werden die gemessenen Maschinengrößen in ein hypothetisches Rotorkoordinatensystem transformiert und die induzierte Spannung aus dem Modell der Maschine in diesem Koordinatensystem berechnet. Die sich ergebenden Größen weisen eine Abweichung zu den für das Modell der Maschine in dem richtigen Rotorkoordinatensystem theoretischen Größen auf. Diese Abweichung ist proportional zu der Winkeldifferenz zwischen dem hypothetischen und dem tatsächlichen Rotorwinkel und kann deswegen als Eingang eines Regelkreises benutzt werden. Durch die Regelung der Abweichung zu Null wird der Rotorwinkel in jedem Augenblick richtig gegeben.

Nachteile des Verfahrens sind die Abhängigkeit von den Maschinenparametern und die Notwendigkeit eines geschlossenen Regelkreises, was die Dynamik der Bestimmung stark beeinflusst. In [15] werden zusätzliche Kompensationsmaßnahmen angewendet, um die Dynamik der Winkel- und Drehzahlschätzung zu verbessern.

2.3.2 Methoden basierend auf den Anisotropien der Maschine

2.3.2.1 Ursachen der Anisotropien

Bei der permanenterregten Synchronmaschine wird die Anisotropie durch die Änderung der Ständerinduktivität mit der Orientierung des Rotors charakterisiert. Diese Änderung ist bei Maschinen mit oberflächenmontierten Magneten erst für Frequenzen gut oberhalb der Nennfrequenz der Maschine bemerkbar und deswegen wird sie nicht im Grundwellenmodell betrachtet. Obwohl die Änderung des Ständerwiderstands bei hoher Frequenz in der Literatur auch veröffentlicht wurde [17], wird sie hier nicht betrachtet. Sie ist zu klein und deswegen sehr schwierig auszuwerten.

Die Effekte, die zur Änderung der Induktivität mit der Rotorlage führen, werden im Einzelnen wie folgt beschrieben [2]:

- *Asymmetrische Ausführungsform des Läufers*: Wie Bereits im Abs. 2.1.2 vorgestellt worden ist, ergeben sich unterschiedliche Werte der Ständerinduktivität, wenn der Rotor unterschiedliche Luftspatllängen in der d- und q-Achse aufweist. Im Fall der permanenterregten Synchronmaschine mit eingebetteten Magneten führt diese Asymmetrie zu $L_d < L_q$ und muss im Grundwellenmodell berücksichtigt werden. Bei oberflächenmontierten Magneten ist die Asymmetrie aufgrund des größeren effektiven Luftspaltes nur sehr gering (wenn überhaupt) vorhanden.
- *Sättigungseffekte im Statoreisen*: Aufgrund der Sättigung ergibt sich eine nichtlineare Beziehung zwischen den Komponenten der Statorflussverkettung und den Komponenten des Statorstroms. Das führt zu einer Abhängigkeit des Induktivitätswertes der Phasenwicklung vom Magnetisierungszustand des Eisenkerns dieser Wicklung. Da eine starke Vormagnetisierung in der d-Achse aufgrund der Permanentmagneten vorhanden ist, ist der Sättigungszustand des Eisens in dieser Richtung größer als in der Querrichtung. Die Folge dieses ungleichen Sättigungszustandes ist ein kleinerer Induktivitätswert der Phasenwicklung, wenn die Rotorachse auf die magnetische Achse der Wicklung ausgerichtet ist.
- *Kreuzsättigung zwischen den Rotorachsen der Maschine*: Darunter versteht man die Abhängigkeit des Magnetisierungszustandes und der Ständerinduktivität in einer Achse der Maschine von der Stromkomponente, die orthogonal zu dieser Achse magnetisiert. Dieser Effekt beeinflusst die Genauigkeit der auf der Anisotropie der Maschine basierten Bestimmungsverfahren und wird ausführlich in

[18] beschrieben. In Rahmen dieser Arbeit wird auf andere Effekte eingegangen, die eine relativ größere Wirkung auf die Genauigkeit des Bestimmungsverfahrens aufweisen. Auf diesem Grund wird der Effekt der Kreuzsättigung nicht weiter betrachtet.

- *Änderung des Luftspaltes aufgrund der Nutung des Stators*: Dieser Effekt ruft eine verhältnismäßig sehr geringe Änderung der Induktivität hervor und wird deswegen vernachlässigt.

Die sättigungsabhängige Änderung der Induktivität wird durch das Vorhandensein des Rotorflusses verursacht. Somit stimmen die Richtung der Induktivitätsänderung mit der Richtung des Rotorflusses überein. Aus diesem Grund kann sie zur Bestimmung des Rotorwinkels benutzt werden.

Wie bei der Modellbildung der Maschine beschrieben wurde, wird die Induktionsverteilung herrührend durch die Permanentmagneten als sinusförmig angenommen. Das führt zu räumlich sinusförmigen Sättigungserscheinungen im Statoreisen, was wiederum eine ideale sinusförmige Induktivitätsverteilung verursacht. Dabei ergeben sich die Minima der Phaseninduktivität, wenn die Rotorachse mit der magnetischen Achse der Phasenwicklung übereinstimmt. Dagegen erreicht die Induktivität ihre Maxima, wenn die Rotorachse senkrecht zur magnetischen Achse liegt. Somit wiederholt sich diese sinusförmige Induktivitätsänderung zwei Mal, wenn der Rotor um eine elektrische Umdrehung gedreht wird.

Bei der Anregung mit einem hochfrequenten Testsignal schließen sich die hochfrequenten Magnetfelder hauptsächlich über die Streuwege. Das wurde in [19] demonstriert und auf den Skineneffekt zurückgeführt. Die oben angedeuteten Sättigungseffekte beeinflussen den magnetischen Leitwert der Streuwege in lokaler Form, so dass die mit dem Testsignal gemessene Induktivitätsänderung der Änderung der Streuinduktivität zuzuordnen ist. Somit lässt sich die sinusförmige Induktivitätsverteilung durch den Streuinduktivitätstensor:

$$\mathbf{L}_{\sigma s} = \begin{bmatrix} L_{\sigma d} & 0 \\ 0 & L_{\sigma q} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

im auf den Rotorfluss ausgerichteten Koordinatensystem darstellen.

Anhand des Streuinduktivitätstensors lässt sich die sinusförmige Abhängigkeit der Phaseninduktivität von der Rotorlage z. B. für die Phase R als:

$$L_{\sigma R} = \frac{L_{\sigma d} + L_{\sigma q}}{2} - \frac{L_{\sigma d} - L_{\sigma q}}{2} \cos(-2\gamma) \quad (2.18)$$

mathematisch darstellen. Diese Abhängigkeit ergibt sich unter die Annahmen, dass nur die sättigungsabhängige Anisotropie vorhanden ist und dass diese im Ständerumfang sinusförmig verteilt ist. Das ist in der Praxis nicht der Fall, da andere Effekte wie Rotorextrinität, Statornutung, usw. zusätzliche Oberwellen in der Induktivitätsverteilung verursachen [2]. Das führt zur Ungenauigkeit bei der Rotorwinkelbestimmung, die nun mittels einer sehr aufwendigen, genauen Messung der Maschineneigenschaften zu eliminieren ist. Ein Beispiel der Kompensation der zusätzlichen Oberwellen in der Induktivitätsverteilung ist in [20] zu finden.

2.3.2.2 Hochfrequente Signaleinprägung

Wie im Abs. 2.3.1 schon erklärt wurde, sind alle Methoden zur Rotorlagebestimmung basierend auf dem Grundwellenmodell für den Betrieb im Stillstand nicht geeignet. In diesem Zustand bieten sich die Effekten der anisotropen Maschineneigenschaften zur Bestimmung der Rotorlage an. Diese Effekte werden bei der Anregung mittels eines Testsignals verdeutlicht. Die Rotorlage kann dann durch die entsprechende Verarbeitung der gemessenen Signalen gewonnen werden.

Das Testsignal ist in der Regel ein zusätzliches Signal, das der Grundschwingung überlagert wird. Da sich die Effekte der Anisotropien bei steigender Frequenz stärker auswirken, werden Signale mit mehreren hundert Hz angewendet. Auf jeden Fall handelt es sich um Frequenzen, die deutlich oberhalb der maximalen Grundschwingungsfrequenz liegen. Daraus folgt das Prinzip, das im allgemein als hochfrequente Signaleinprägung bezeichnet wird.

Von der Form der Testsignaleinprägung hergesehen sind zwei Gruppen zu unterscheiden [7]:

- Periodisch aufgeschaltete Testsignale
- Kontinuierlich eingeprägte Testsignale

Die Eigenschaften dieser zwei Gruppen von Testsignalen und die zu jeder Gruppe gehörigen Verfahren zur Bestimmung der Rotorlage werden in den folgenden Abschnitt einzeln vorgestellt.

Periodisch aufgeschaltete Testsignale: Es handelt sich um Signale, die für eine im Vergleich zur Grundschwingungsperiode viel kürzere Zeit aufgeschaltet werden. Dabei wird die normale Pulsweitenmodulation während dieser Zeit unterbrochen und eine Sequenz von definierten Umrichterzustände eingeprägt, um das transiente Maschinenverhalten auszuwerten.

Ein typisches Verfahren, das zu dieser Signalgruppe gehört, ist das von Prof. Schroedl in [12] vorgestellten INFORM-Verfahren. Dieses Verfahren misst den Stromanstieg in den Phasen, während ein bestimmter Spannungsvektor an der Maschine mittels des Wechselrichters aufgeschaltet wird. Durch die Einprägung einer Sequenz von zwei Spannungsvektoren mit entgegengesetzten Richtungen und die Addition der entsprechenden Stromanstiege wird der Einfluss der induzierten Spannung und des Statorwiderstands kompensiert. Die Kombination der Stromanstiege jeder Phase liefert einen komplexen Vektor, dessen Argument den Rotorwinkel γ enthält.

Die Anwendung dieses Verfahren setzt eine Messsensorik voraus, die in der Lage ist, die schnellen Transienten in den Phasenströme mit ausreichender Auflösung und Bandbreite zu erfassen. Außerdem ist eine im Vergleich zur Pulsfrequenz höhere Abtastfrequenz notwendig, um die Signalverläufe richtig zu ermitteln. Das stellt erhöhte Anforderungen an die Signalverarbeitung und bedingt die Notwendigkeit schneller AD-Wandler. Entsprechenden Kostenerhöhungen aufgrund der speziellen Hardware sind die Folge.

Während der Aufschaltung der Spannungsimpulse erreichen die Ströme erhebliche Werten, die zu Verzerrungen im Grundschwingungsstrom führen. Diese Verzerrungen rufen Pendelmomente und damit Geräusche hervor, wobei diese durch eine optimierte Sequenz für die Aufschaltung der Testimpulse minimiert werden können [21]. Trotz der Schwierigkeiten für seine praktische Umsetzung, gilt dieses Verfahrens als das erste auf einem Testsignal basierende Verfahren, das in geberlosen Industrieantrieben eingesetzt wird [22, 23].

Auf dem Prinzip der Auswertung des transienten Maschinenverhaltens berührende Verfahren sind in [24] und [25] vorgestellt worden, die die durch die normale Pulsweitenmodulation gegebenen Spannungsvektoren als Testsignal benutzen. Voraussetzung ist dabei immer, dass die auszuwertenden Stromtransienten mit ausreichende Genauigkeit erfasst werden können

Kontinuierlich eingeprägte Testsignale: Diese Signalgruppe zeichnet sich durch die kontinuierliche Einprägung eines sinusförmigen Testsignals in die Maschine aus. Diese

Signale weisen im Vergleich zur Bemessungsspannung bzw. zum Bemessungsstrom der Maschine eine sehr geringe Amplitude auf, so dass sie kaum zur Drehmomentbildung beitragen. Durch die Anwendung von Sinusfunktionen lässt sich die Interaktion des Testsignals mit der Anisotropie der Maschine als eine geschlossene analytische Funktion darstellen. Dabei werden die Harmonischen des resultierenden Signals im Frequenzbereich ausgewertet, was der Grund dafür ist, dass diese Testsignale in der Literatur oft als Trägersignale bezeichnet werden [26].

Prinzipiell kann das Testsignal in Form einer Spannung oder eines Stromes eingepreßt werden. Nachteilig für die Stromeinprägung ist die Notwendigkeit einer Stromregelung, die die Frequenz der einzuprägenden Signale nach oben begrenzt. Außerdem braucht die Erfassung der auszuwertenden Spannungsantwort spezielle Sensoren, die bei den Standardumrichtern nicht vorhanden sind. Aus diesem Grund und wegen ihrer größeren Bandbreite hat sich die Spannungseinprägung durchgesetzt.

Aus Sicht der Technik zur Signaleinprägung kann diese Signalgruppe in zwei Typen unterteilt werden:

Rotierendes Trägersignal: Das Signal wird in Form eines komplexen Raumzeigers der Grundschwingung überlagert, der sich mit einer hohen Frequenz im Ständerkoordinatensystem (ruhende Koordinaten) dreht. Für rotierende Träger gilt die folgende Gleichung:

$$\underline{u}_h = U_h e^{j\omega_h t}, \quad (2.19)$$

wobei der Subindex h die hochfrequente Eigenschaft des Testsignals bezeichnet.

Alternierendes Trägersignal: Dieser Typ von Signalen zeichnet sich durch eine frequenzabhängige Amplitude und eine definierte räumliche Richtung $\varphi(t)$ aus.

$$\underline{u}_h = U_h \sin(\omega_h t) e^{j\varphi(t)} \quad (2.20)$$

Sie werden synchron auf den Rotorfluss ausgerichtet und wirken deshalb nur in dieser Richtung.

Rotierende Träger stellen die verbreitetsten Testsignale dar, die zur Bestimmung der Rotorlage angewendet werden. Die Aufschaltung eines rotierenden Spannungsraumzeigers ist die Grundlage für zahlreiche Bestimmungsverfahren, die in der Literatur zu finden sind. Sie unterscheiden sich in der Methode zur Auswertung des Testsignals, aus

der der Rotorwinkel gewonnen wird. Allgemein für alle Verfahren ist die Notwendigkeit einer Bandpassfilterung, um das Testsignal von der Grundschwingung und den Harmonischen der Pulsfrequenz zu trennen. Die folgende Auflistung gibt einen Überblick über die verschiedenen Verfahren mit rotierendem Trägersignal.

- *Direkte Berechnung der Induktivität* [2]:

Die Induktivität jeder Phase der Maschine wird aus dem Testsignal mittels Korrelationsmethoden berechnet und der Rotorwinkel als Argument des komplexen Induktivitätstensors gewonnen.

- *Filterung im Synchronkoordinatensystem und "Tracking observer"* [26, 27]:

Das Testsignal wird in einem mit der gleichen Frequenz sich drehenden Koordinatensystem gefiltert, um bestimmte Frequenzkomponenten zu extrahieren. Die Komponenten werden als Eingang eines geschlossenen Regelkreises (nach dem Prinzip eines Phasenregelkreises) verwendet, wobei ein Modell des mechanischen Systems der Maschine angewendet wird.

- *Filterung im Synchronkoordinatensystem und direkte Berechnung des Winkels* [28, 29]:

Ähnlich wie bei der vorherigen Methode wird das Testsignal in einem mit dem Testsignal synchron umlaufenden Koordinatensystem gefiltert. Der Rotorwinkel wird direkt aus der gefilterten Komponente mittels mathematischer Funktionen berechnet.

- *Direkte Auswertung der Amplitude des hochfrequenten Stromraumzeigers* [30]:

Bei diesem Verfahren werden Maximum und Minimum der Amplitude des hochfrequenten Stromraumzeigers detektiert. Das Maximum (Minimum) ergibt sich, wenn der Spannungsraumzeiger auf die q-Achse (d-Achse) des Rotors ausgerichtet ist (rein induktives Verhalten der Maschine vorausgesetzt). Da der Winkel des Spannungsraumzeigers bekannt ist, kann der dem Rotorwinkel bei der Detektion eines Maximums bzw. Minimums zugeordnet werden.

Alternierende Trägersignale sind nicht so verbreitet wie rotierende Trägersignale. Trotzdem sind neue Verfahren in den letzten Jahren veröffentlicht worden, die auf der Basis dieses Testsignaltyps eine gute Genauigkeit und Dynamik für die Rotorwinkelbestimmung bei Motoren mit oberflächenmontierten Magneten erreichen und deswegen viel

versprechend für den Einsatz in industrielle Anwendungen sind. Im folgenden wird eine Übersicht der verschiedenen Verfahren mit alternierenden Trägersignalen gegeben:

- *Einprägung in q-Richtung und "Tracking observer" [31]:*

Das Testsignal wird in der q-Richtung eines beliebigen Synchronkoordinatensystem eingepägt. Ist dieses Koordinatensystem auf das Rotorkoordinatensystem ausgerichtet, so ist keine hochfrequente Stromkomponente in der d-Achse vorhanden (keine Kreuzkopplung zwischen den Rotorachsen vorausgesetzt). Wenn es einen Winkelfehler zwischen geschätztem und tatsächlichem Rotorkoordinatensystem gibt, dann ist die hochfrequente Stromkomponente in der d-Richtung entsprechend groß. Sie wird deswegen, nach entsprechender Demodulation, für die Korrektur der geschätzten Rotorposition mittels eines Beobachters benutzt.

- *Einprägung in d-Richtung und Nachführung des Winkelfehlers [7, 32]:*

Hier wird ein ähnliches Prinzip angewendet, bei dem das Testsignal als eine sinusförmige Spannung in der d-Richtung eines geschätzten Rotorkoordinatensystems eingepägt wird. Aus dem resultierenden hochfrequenten Strom wird ein Signal gebildet, das proportional zum Winkelfehler zwischen der geschätzten und der tatsächlichen Rotorachse ist. Dieses Signal dient in einem geschlossenen Regelkreis als Fehlersignal, mittels dessen die räumliche Richtung der Testsignaleinprägung an die Richtung der Rotorachse nachgeführt wird.

Die beide auf diesem Prinzip basierten Verfahren unterscheiden sich nur in der Form zur Extraktion des Fehlersignals und der eingesetzten Regleralgorithmen. In [7] wird die q-Komponente des hochfrequenten Stromes im geschätzten Koordinatensystem gleichgerichtet und zu einem PI-Regler geführt. In [32] ergibt sich das Fehlersignal aus der Demodulation der q-Komponente des Stromes und der entsprechenden Tiefpassfilterung. Ein Zweipunktregler sorgt dafür, dass dieses Signal durch die Korrektur der Richtung des Testsignaleinprägung zu Null geregelt wird.

2.3.2.3 Methoden zur Bestimmung der absoluten Anfangsposition

In der Literatur sind zahlreiche Verfahren zur Bestimmung der Rotorlage im Stillstand zu finden. Sie basieren typischerweise auf der Auswertung von Sättigungseffekten, die die Ursache der anisotropischen Eigenschaften der Maschine sind. Aus diesem Grund

arbeiten alle die Verfahren grundsätzlich mit einem aufgeschalteten Testsignal, wobei zwei Varianten der Form des Testsignals von Interesse sind:

- (a) Spannungsimpulse in einer definierten Richtung [13, 33, 34].
- (b) Rotierende Spannungsraumzeiger [30, 35, 2].

Zwei Schritte-Verfahren Ein erstes Verfahren besteht in der Bestimmung mit zwei Schritten. Zuerst wird die Position der magnetischen Achse des Rotors mittels eines der auf dem Testsignal basierten Schätzverfahren erkannt. In einem zweiten Schritt wird ein geregelter Gleichstrom in der geschätzten d-Richtung eingeprägt, um eine Änderung des Sättigungsgrads des Eisens zu verursachen. Durch einen positiven d-Strom wird die Sättigung erhöht, durch einen negativen verringert. Dies spiegelt sich wieder in einer Änderung der Induktivität der Längsachse $L_{\sigma d}$, was wiederum eine Änderung des Modulationsgrads der Amplitude des hochfrequenten Stromraumzeigers verursacht (s. Abs. 4.2.1). Die Polarität der magnetischen Rotorachse wird dadurch ermittelt, dass die Effekte des geänderten Sättigungsgrads auf die gemessenen Größen bei jeweils positiven und negativen d-Strom ausgewertet werden. Die Form der Auswertung hängt von den angewendeten Bestimmungsverfahren ab, wobei die folgenden zu unterscheiden sind:

- INFORM-Verfahren: Beim Testsignal vom Typ (a) ist der Stromanstieg größer, wenn der d-Strom in der Richtung der positiven d-Achse eingeprägt wird [12].
- Direkte Berechnung der Induktivität: Die positive d-Achse ergibt sich für die Richtung des d-Stromes, die der kleinere berechnete Induktivitätswert liefert [2].
- Modulation des rotierenden Stromraumzeigers: Die positive d-Achse ergibt sich für die Richtung des d-Stromes, die die größere Amplitude der Positionssignale (s. Gl. (4.28)) verursacht [30].

Kritisch für die Anwendung dieses Verfahren ist die Genauigkeit der Winkelbestimmung beim ersten Schritt. Ein Fehler im Winkel der geschätzten d-Achse hat zur Folge, dass der eingeprägte d-Strom auch eine drehmomentbildende Komponente enthält. Dieses erzeugte Drehmoment verursacht eine Bewegung des Rotors, wobei diese Lageänderung vom Anfangsfehler, von der Amplitude und der Aufschaltdauer des eingeprägten d-Stromes und vom Massenträgheitsmoment der Maschine abhängt. Eine genaue Beschreibung dieser Abhängigkeit wird in [2] angegeben. Für das Verfahren ist vorteilhaft,

die Aufschaltdauer und die Amplitude des d-Stromes möglichst klein zu halten. Für Maschinen mit kleinem Masse/Kraftverhältniss (wie z. B. Linearantriebe) ist dieses Verfahren nicht geeignet.

Ein Schritt-Verfahren mit Spannungsimpulsen Dieses Verfahren nutzt die Änderung des Sättigungsgrads der Maschine bei steigendem Statorstrom, um die absolute Rotorposition direkt zu bestimmen. Dafür werden die mit einem Pulswechselrichter erzeugten sechs möglichen Spannungsvektoren jeweils für eine bestimmte kurze Zeit der Maschine aufgeschaltet. Bei jedem Spannungsimpuls wird der Endwert des hervorgerufenen Stromes in jeder Phase erfasst. Die Differenz zwischen den Stromwerten für den positiven bzw. den negativen Spannungsimpuls jeder Phase wird gebildet. Diese Differenz ist maximal für den Fall, dass die Rotorflussachse auf die magnetische Achse der entsprechenden Phasenwicklung ausgerichtet ist. Ob es sich um ein positives oder ein negatives Maximum handelt hängt von der relativen Polarität der Achsen ab. Haben die beiden Achsen gleiche bzw. inverse Polarität, ergibt sich ein positives bzw. negatives Maximum. Wenn die Achsen senkrecht zueinander sind, ist die Differenz gleich Null. So weist die Differenz jeder Phase in Abhängigkeit von der Rotorposition einen um 120° versetzten näherungsweise sinusförmigen Verlauf auf, wie in [36] dargestellt wird. Die drei Differenzen werden in einem komplexen Differenzvektor kombiniert, dessen Argument direkt die absolute Rotorlage liefert [13, 33].

Bei der Anwendung dieses Verfahren sind einige Punkte zu bemerken. Zuerst müssen die Spannungsimpulse so aufgeschaltet werden, dass im Mittel kein Drehmoment entsteht. Dafür wird zwischen dem positiven und dem negativen Impuls einer Phase unmittelbar umgeschaltet, um den Phasenstrom schnell wieder auf Null zu bringen. Die nach diesem Prinzip entstehenden sechs Impulspaare werden in gleichen Zeitabständen sequentiell aufgeschaltet und so wird die Bedingung erfüllt. Ein zweiter Punkt besteht in der Anforderung an die Strommessung, da die Amplitude der Stromänderung während der Spannungsimpulse sehr genau erfasst werden muss. Das macht eine möglichst hohen Auflösung und Bandbreite für die Hardware zur Stromerfassung erforderlich. Der letzte Punkt betrifft die Dauer der Spannungsimpulse. Sie muss so lang gewählt werden, dass die hervorgerufenen Ströme eine messbare Erhöhung bzw. Verringerung des Sättigungsgrads des Eisens verursachen. Daraus folgen höhere Verluste und zusätzliche Geräusche, wobei die nur während der Initialisierung im Kauf genommen werden müssen.

Ein Schritt-Verfahren mit rotierenden Spannungsraumzeiger Dieses Verfahren nutzt einen rotierenden Spannungsraumzeiger als Testsignal, der sich mit einer Frequenz deutlich höher als die maximale elektrische Frequenz der Maschine dreht. Der infolge dieses Spannungsraumzeigers hervorgerufene Strom wird untersucht, um die Information über die Lage und die Polarität der magnetischen Achse des Rotors zu bekommen.

Die Methode basiert auf einem für die Frequenz des Testsignals gültigen Maschinenmodell, bei dem die Induktivitätsänderung aufgrund einer durch den Strom verursachten Erhöhung bzw. Verringerung des Sättigungsgrads der Maschine betrachtet wird. Aus diesem Modell wird die analytische Gleichung des resultierenden hochfrequenten Stromes abgeleitet. Diese Gleichung weist verschiedene Harmonische der Testsignalfrequenz auf, wobei einige die Rotorwinkelinformation in ihrer zu dem Testsignal relativen Phase enthalten. Wie in [37] dargestellt wird, enthält die zweite Harmonische zusätzlich noch die notwendige Polaritätsinformation. Diese Komponente wird gefiltert und so behandelt, dass ein Korrekturmechanismus für die normale Bestimmung mit den anderen Komponenten (s. Abs. 4.2.2) entsteht. Auf die praktische Umsetzung dieses Verfahrens wird in [35] detailliert eingegangen.

2.4 Bewertung und Auswahl

Die in den vorherigen Abschnitten vorgestellten Verfahren sollen hier aus Sicht der Anforderungen für geberlose Industrieantrieben ausgewertet werden. Zu diesen Anforderungen gehören:

- Die Mitnutzung der in Standardumrichtern vorhandenen Sensoren, d.h. der zwei oder drei Wandler für die Messung der Phasenströme und für die Erfassung der Zwischenkreisspannung. Zusätzliche Spannungssensoren dürfen nicht benutzt werden. Weiterhin soll die Hardware zur Signalverarbeitung möglichst auf die für die Erfassung der Grundswingungsströme notwendige Hardware eingeschränkt werden.
- Die Robustheit gegenüber Abweichungen der Maschinenparameter, die aufgrund von Fertigungstoleranzen innerhalb der gleichen Baureihe auftreten.
- Die Robustheit gegenüber Parameterabweichungen, die durch Änderungen des Arbeitspunktes (z. B. Temperatur oder Last) der Maschine auftreten.

- Die Umsetzbarkeit des Verfahrens mittels industrietauglicher Prozessoren, die nur wenig zusätzliche Peripherie brauchen und damit kostengünstig sind. Das sind 16-Bit-Prozessoren mit Festkommaarithmetik, die ohnehin in heutigen Servoumrichtern eingesetzt werden. Die Anwendung teurerer Prozessoren mit Gleitkommaarithmetik für die Umsetzung des Schätzalgorithmus würde nur eine Verlagerung der eingesparten Geberkosten bedeuten.

Anhand dieser Betrachtungen werden die Verfahren ausgewählt, die die zuvor angeführten Bedingungen am besten erfüllen. Somit wird das Verfahren der Integration der induzierten Spannung für die Bestimmung des Rotorwinkels im oberen Drehzahlbereich angewendet. Die Begrenzungen dieses Verfahren für niedrige Drehzahlen und dem Stillstand werden durch Anwendung eines zweiten Verfahrens überwunden, das auf die Einprägung eines rotierenden Spannungsraumzeiger als Testsignal basiert. In den folgenden Kapitel werden die ausgewählten Bestimmungsverfahren nähert betrachtet und ihrer praktischen Umsetzung vorgestellt.

3 Bestimmung des Rotorwinkels basierend auf der Integration der induzierten Spannung

3.1 Flussmodell der Maschine

Bei der permanentenregten Synchronmaschine wird der Erregerfluss mittels der Dauermagneten im Läufer gebildet. Aus diesem Grund ist der Erregerfluss fest mit dem Rotorkoordinatensystem verbunden. Die Bestimmung der Phase des Rotorflussraumzeigers liefert unmittelbar den Rotorwinkel.

Das Verfahren der Integration der induzierten Spannung ist eine der verbreitetsten Methoden zur Bestimmung des Flusses einer Drehstrommaschine. Es basiert auf der Ständerspannungsgleichung der Maschine und deswegen wird es in der Literatur oft als Spannungsmodell bezeichnet. Der Statorfluss ergibt sich aus dieser Gleichung als:

$$\underline{\psi}_s = \int (\underline{u} - R_s \underline{i}) dt, \quad (3.1)$$

wobei die Differenz $(\underline{u} - R_s \underline{i})$ die in den Statorwicklungen rotatorisch induzierte Spannung ist. Der Rotorflussraumzeiger kann mittels der Flussgleichung der Maschine wie folgt berechnet werden:

$$\underline{\psi}_M = \underline{\psi}_s - L_s \underline{i} \quad (3.2)$$

Der geschätzte Rotorwinkel ergibt sich gleich dem Argument des Rotorflussraumzeigers nach:

$$\tilde{\gamma} = \arg(\underline{\psi}_M) = \arctan \frac{\psi_{M\beta}}{\psi_{M\alpha}} \quad (3.3)$$

Diese Gleichungen bilden das Signalflussdiagramm des Flussmodells der Maschine, wie in Abb. 3.1 dargestellt ist.

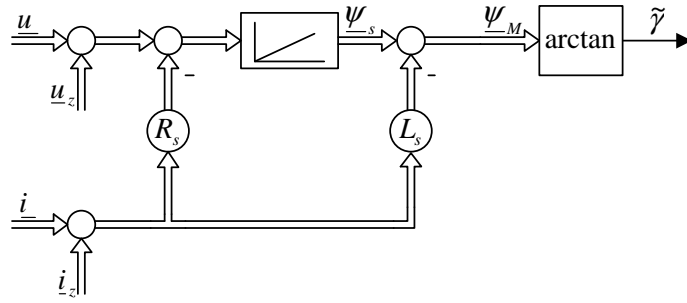


Abbildung 3.1: Flussmodell der permanenten Synchronmaschine zur Bestimmung des Rotorwinkels

Der Nachteil des Flussmodells liegt in der praktischen Umsetzung der Integration der induzierten Spannung. Das wichtigste Problem besteht darin, dass das Ausgangssignal eines offenen Integrierers an die Ansteuerungsgrenze läuft, wenn ein Gleichanteil im Eingangssignal vorhanden ist. Offset- und Drifteffekte bei der analogen Messung der Spannung und des Stroms werden als die bekanntesten Ursachen des Gleichanteils in den Eingangssignalen des Modells gesehen [38]. Diese Effekte können als Störsignale dargestellt werden, die sich zu den gemessenen Signalen addieren (\underline{u}_z und \underline{i}_z in Abb. 3.1).

Die Messung der gepulsten Klemmenspannung der Maschine ist sehr aufwendig, weil spezielle Schaltungen mit Potentialtrennung und hoher Bandbreite erforderlich sind. Aus diesem Grund ist es von Vorteil auf die direkte Spannungsmessung zu verzichten, indem die zum PWM-Modulator geführte Referenzspannung als Eingangssignal des Modells angewendet wird. Das Problem dieser Lösung besteht darin, dass die tatsächliche Maschinenspannung von der Referenzspannung aufgrund des nichtlinearen Verhaltens des Wechselrichters abweicht. Dies wirkt sich besonders bei niedrigen Spannungen bzw. niedrigen Drehzahlen aus. Auf die Beschreibung des nichtlinearen Verhaltens des Wechselrichters und der Kompensation der daraus resultierenden Effekte wird später in Abs. 5.2.2 eingegangen.

Ein anderer Effekt der Anwendung der Referenzspannung als Eingangssignal des Flussmodells ergibt sich beim geschlossenen Stromregelkreis. Wie bei der feldorientierten Regelung bekannt ist, müssen die in die Maschine einzuspeisenden Phasenströme grundsätzlich sinusförmig sein und demnach die von der Stromregelung generierten Spannungen idealerweise auch. Da der Wechselrichter kein lineares Verhalten aufweist, muss die Stromregelung diesen Einfluss kompensieren, um den Phasenströmen ihren sinusförmigen Verlauf geben zu können. Dies resultiert in einer nicht sinusförmigen Referenzspannung, wie in der Abb. 3.2 zu sehen ist.

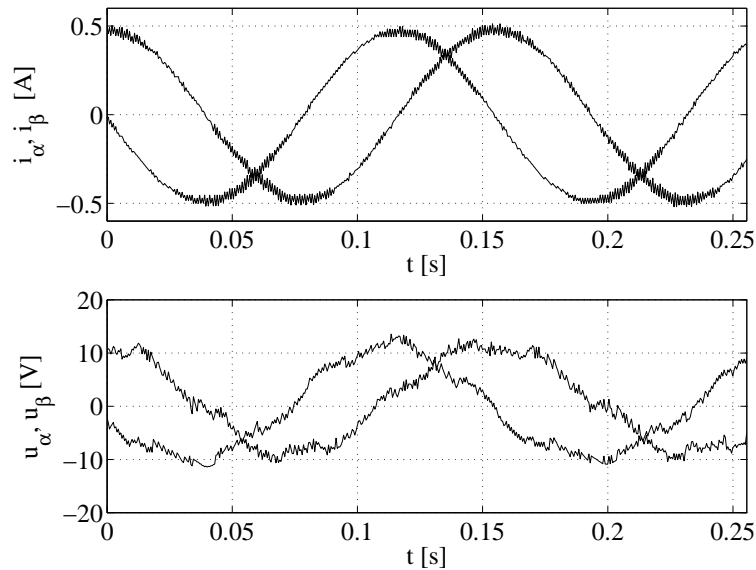


Abbildung 3.2: Verlauf der Referenzspannung bei sinusförmig geregelten Phasenströmen

Besonders störend bei dieser Spannung ist der zusätzliche Gleichanteil, der als Ergebnis der Kompensation aller Asymmetrien im Wechselrichter infolge der Stromregelung entsteht. Da eine Asymmetrie im Wechselrichter aufgrund der unterschiedlichen Spannungsabfälle an den Bauelementen, Einschalt- und Ausschaltzeiten der Halbleiter, Verzögerungszeiten der Treiberstufe, usw. nicht vermieden werden kann, ist ein Gleichanteil in der Referenzspannung beim geschlossenen Regelkreis grundsätzlich immer vorhanden. Deshalb ist eine technische Lösung zur Verminderung bzw. Eliminierung des Offset im Flussmodell unbedingt notwendig.

3.1.1 Integrierer mit Rückführung

Für die Kompensation des Offsets bei der Integration der induzierten Spannung werden in der Literatur verschiedene Lösungen angegeben, die auf einem Integrierer mit Rückführung basieren. Von den verschiedenen Rückführungsformen werden zwei Varianten aufgrund ihrer Bedeutung im Rahmen dieser Arbeit ausgewählt und vorgestellt;

- Proportionalwirkende Rückführung
- PI-Rückführung

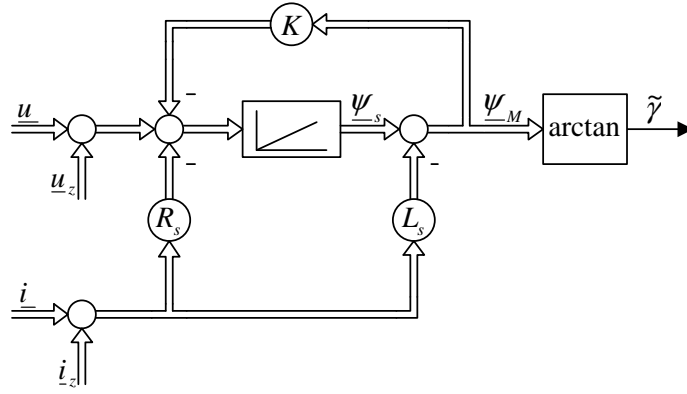


Abbildung 3.3: Integrierer mit einem konstanten Faktor im Rückführzweig.

3.1.1.1 Variante mit proportionalwirkender Rückführung

Diese ist die häufigste Variante zur Integration der induzierten Spannung und basiert auf der Rückkopplung des geschätzten Statorflusses multipliziert mit einem Faktor K . Der Statorfluss ergibt sich dann als:

$$\underline{\psi}_s = \int \left(\underline{u} - R_s \underline{i} - K \underline{\psi}_s \right) dt \quad (3.4)$$

Anhand der Laplacetransformation ergibt sich die Übertragungsfunktion der Struktur als:

$$\underline{\psi}_s = \frac{1}{p + K} (\underline{u} - R_s \underline{i}) , \quad (3.5)$$

wobei zu erkennen ist, dass es sich um ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit der Knickfrequenz gleich K handelt. Der Rotorfluss wird nach Gl. (3.2) berechnet.

Wird der geschätzte Rotorfluss statt des Statorflusses zurückgeführt, ergibt sich die Struktur in Abb. 3.3. Der Rotorfluss ergibt sich damit als:

$$\underline{\psi}_M = \int \left(\underline{u} - R_s \underline{i} - K \underline{\psi}_M \right) dt - L_s \underline{i} \quad (3.6)$$

Die Umformung der in den Laplace-Bereich transformierten Gleichung ergibt die Übertragungsfunktion für die Berechnung des Rotorflusses:

$$\underline{\psi}_M = \frac{1}{p + K} (\underline{u} - R_s \underline{i}) - \frac{p}{p + K} L_s \underline{i} \quad (3.7)$$

Der erste Term dieser Gleichung ist das vorgestellte Verzögerungsglied oder der Tiefpassfilter erster Ordnung. Der Unterschied liegt im zweiten Term, der die Übertragungsfunktion eines Hochpassfilters aufweist. Damit wird der Gleichanteil im Strom

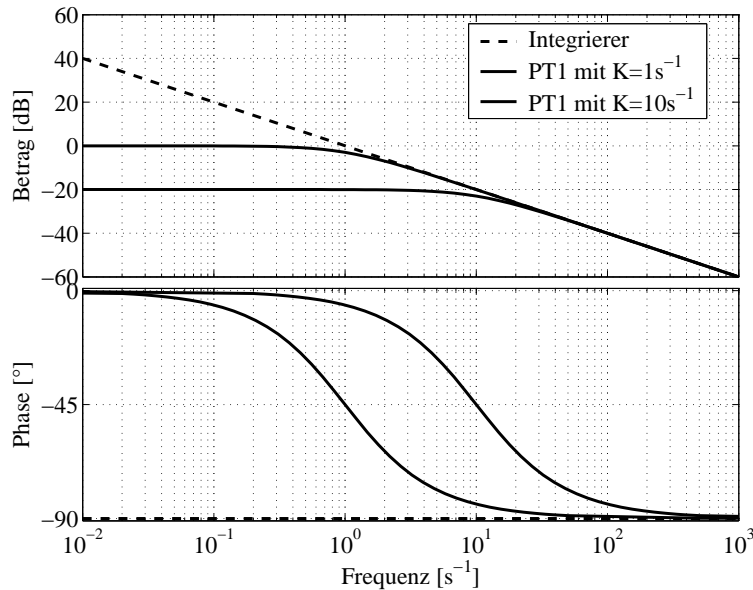


Abbildung 3.4: Betrags- und Phasengang des Integrierers mit einem konstanten Faktor im Rückföhrungsweig

für die Berechnung des Rotorflusses herausgefiltert, was den Vorteil dieser Struktur darstellt.

Amplituden- und Phasengang in Abb. 3.4 zeigen, dass das resultierende Verzögerungsglied erster Ordnung sich wie ein rein Integrierer verhält, wenn die Frequenz des Eingangssignals genügend oberhalb der Knickfrequenz K liegt. Ist die Frequenz kleiner, so entsteht ein Amplituden- bzw. Phasenfehler. Besonders wichtig für die feldorientierte Regelung ist der zweite, weil er einen steigenden Fehler im geschätzten Flusswinkel bei abnehmender Frequenz verursacht. Das Ergebnis davon ist, dass das System ab einer bestimmten Frequenz instabil wird [39].

Aus der vorherigen Anweisung ist klar geworden, dass je kleiner der Faktor K gewählt wird, desto niedriger die minimale nutzbare Frequenz des Modells ist. Es muss aber beachtet werden, dass ein kleiner Wert von K eine größere Verstärkung bzw. kleinere Dämpfung des Gleichanteils bedeutet. Für den Grenzfall $K = 1 s^{-1}$ ist der Offset am Ausgang gleich dem Gleichanteil im Eingangssignal, wie in Abb. 3.4 zu sehen ist. Da ein Offset in der Spannung beim geschlossenen Regelkreis immer vorhanden ist, muss mit einem Offset in den Flusskomponenten bei der Anwendung dieser Variante grundsätzlich gerechnet werden.

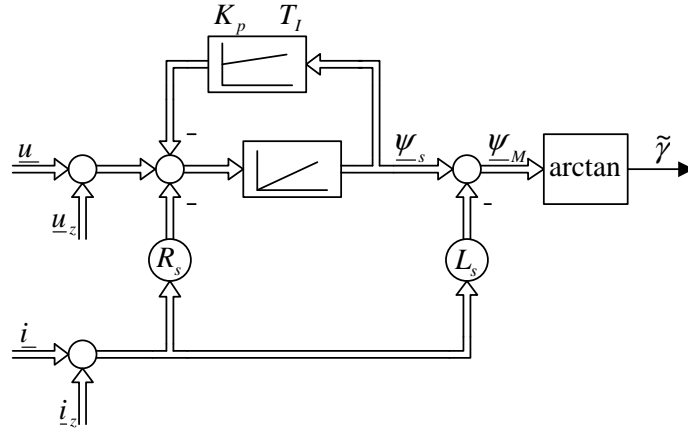


Abbildung 3.5: Integrierer mit einem PI-Glied im Rückführungsweig.

3.1.1.2 Variante mit PI-Rückführung

Bei dieser Variante erfolgt die Rückkopplung mittels eines PI-Gliedes. Es sorgt dafür, dass der Offset am Eingang des Integrierers kompensiert wird, d.h. dass der Ausgang gleichanteilfrei wird [11]. Die Messung des Gleichanteils und die Regelaufgabe können durch die in Abb. 3.5 angegebene Rückkopplungsstruktur zusammengefasst werden. Als Übertragungsfunktion dieser Struktur ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 G(p) &= \frac{\psi_s}{\underline{u} - R_s \underline{i}} \\
 &= \frac{\frac{1}{p}}{1 + \frac{1}{p} K_p \frac{pT_I+1}{pT_I}} \\
 &= \frac{p}{p^2 + K_p p + \frac{K_p}{T_I}}
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Aus der Übertragungsfunktion ist zu erkennen, dass ein Bandpassfilter entstanden ist. Anhand der allgemeinen Übertragungsfunktion eines Bandpassfilters [40]

$$G_{BP}(p) = \frac{p}{p^2 + 2D\omega_m + \omega_m^2} \tag{3.9}$$

sind die zwei frei wählbaren Kenngrößen der Struktur zu erkennen, nämlich die Dämpfung D und die Mittenfrequenz ω_m . Aus dem Vergleich der Gleichungen (3.8) und (3.9) ergeben sich die Werte der Parameter des PI-Gliedes als:

$$K_p = 2D\omega_m \tag{3.10}$$

$$T_I = \frac{2D}{\omega_m} \tag{3.11}$$

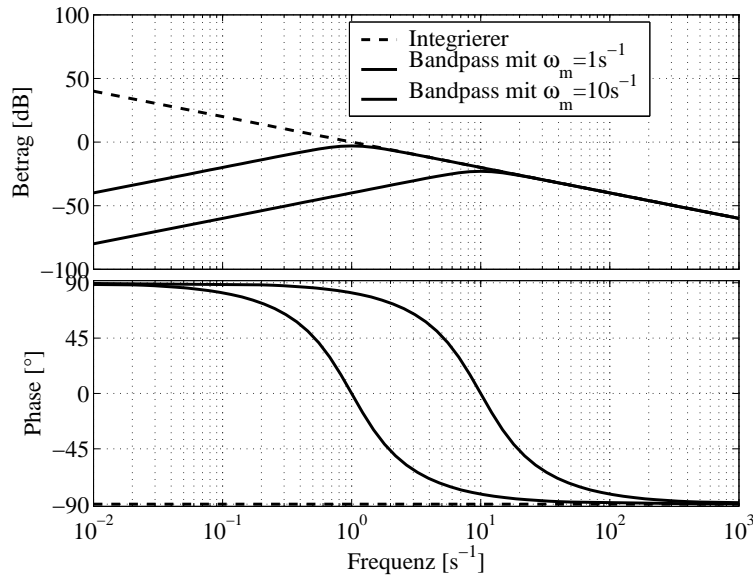


Abbildung 3.6: Betrags- und Phasengang des Integriertes mit PI-Glied im Rückführungszweig.

Die Dämpfung wird so gewählt, dass bei der Mittenfrequenz keine Resonanzüberhöhung auftritt. Somit vermeidet man eine zu hohe Überschwingung im geschätzten Statorfluss bei Transientvorgängen. Abb. 3.6 zeigt den Amplituden- und Phasengang des Bandpassfilters mit der gewählten Dämpfung ($D = \frac{1}{\sqrt{2}}$) für zwei unterschiedliche Mittenfrequenzen. Es ist zu sehen, dass der Gleichanteil im Eingangssignal komplett herausgefiltert wird. In Abhängigkeit der Mittenfrequenz ergibt sich eine unterschiedliche Frequenz, ab der der Bandpass sich als ein reiner Integrierer verhält. Die Auslegung der Mittenfrequenz richtet sich dann nach einem maximalen Phasenfehler bei der kleinsten Betriebsfrequenz der sensorlosen Regelung.

3.1.1.3 Vergleich der beiden Varianten

Zum Vergleich der beiden Varianten der Integration mit Rückführung wurde der Verlauf des Ausgangssignals bei einem Sprung des Drehzahlollwertes von 0 bis 300 rpm aufgenommen. Dieser Sprung entspricht eine Änderung von 0 bis 15Hz in der Frequenz der elektrischen Größen der Maschine. Ein Sprung der Referenzspannung wird als Antwort der Stromregelung verursacht, und somit kann die Sprungantwort der Struktur aufgenommen werden.

Abb. 3.7 zeigt den Verlauf der α -Komponente des Statorflusses für die beiden Varianten. Bei der ersten Variante wurde der Faktor $K = 39,67s^{-1}$ eingestellt. Es spiegelt sich in

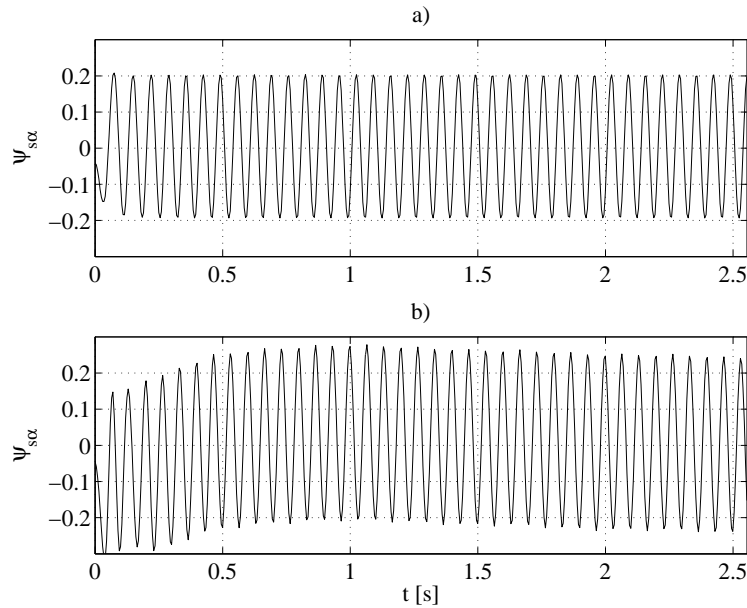


Abbildung 3.7: Einschwingvorgang des Integrierers mit Rückführung:

- a) Variante mit proportionalwirkender Rückführung; b) Variante mit PI-Rückführung.

einem sehr schnellen Einschwingvorgang, da die Zeitkonstante des Verzögerungsglieds sehr klein ist. Trotz des großen Rückkopplungsfaktors ist ein Offset vorhanden, wie in der Abb. 3.7-a zu erkennen ist.

Die Variante mit PI-Rückführung wurde mit einer Dämpfung $D = 0,707$ und einer Mittenfrequenz $\omega_m = 1,929s^{-1}$ getestet. In Abb. 3.7-b ist zu sehen, dass sie einen sehr langsamen Einschwingvorgang aufgrund der kleinen Mittenfrequenz aufweist. Der Offset im Ausgangssignal wird aber nach dem Einschwingen vollständig kompensiert.

Aus dem Vergleich folgt eindeutig, dass die erste Variante schneller den stationären Zustand erreicht. Das geschieht aber auf Kosten eines Phasenfehlers im geschätzten Fluss (bei der eingestellten Drehzahl), da der große Faktor K eine große Knickfrequenz des resultierenden Verzögerungsglieds bedeutet. Mit einem kleineren Faktor konnte keine ausreichende Dämpfung des Gleichanteils gewährleistet werden und deswegen ist der eingestellte Wert ein guter Kompromiss.

Im Gegenteil dazu war kein Phasenfehler bei der zweiten Variante zu sehen. Der Grund dafür ist, dass die Synchronfrequenz $\omega = 94,25s^{-1}$ um mehr als eine Dekade größer als die Mittenfrequenz des resultierenden Bandpassfilters ist (s. Abb. 3.6). Der Offset ist nach dem Einschwingen eliminiert, so dass keine Schwingungen im geschätzten Ro-

torflusswinkel vorhanden sind. Der Nachteil des langsameren Einschwingens kann mit einer genaueren Auslegung der Filterkenngrößen, d.h. der Parameter des PI-Reglers, verringert werden.

Bei der Anwendung der Variante mit PI-Rückführung ist zu beachten, dass sie selbst ein schwingungsfähiges System bildet. Dies kann unter Umständen zu instabilem Verhalten der Regelung führen. Besonders kritisch sind die Antriebe, bei denen eine sehr geringe mechanische Reibung vorhanden ist. Sie bilden deswegen auch ein schwingungsfähiges System, wie das z.B. bei einem Schwungsgrad oder bei Motoren mit magnetischen Lagern der Fall ist. Für solche Antriebssysteme ist die Anwendung der ersten Variante des Flussmodells zur Rotorwinkelbestimmung zu empfehlen.

4 Bestimmung des Rotorwinkels basierend auf den Anisotropien der Maschine

Bei niedriger Drehzahl bzw. im Stillstand der Maschine ist die rotatorisch induzierte Spannung in der Statorwicklungen sehr klein bzw. Null. Unter diesen Umständen ist die Bestimmung der Rotorposition durch Integration der induzierten Spannung nicht mehr möglich.

Im Gegenteil dazu sind die Effekte der Anisotropien unabhängig von der Drehzahl der Maschine und können daher zur Bestimmung der Rotorlage auch in diesem Drehzahlbereich ausgenutzt werden. Dazu wird ein Signal mit einer Frequenz oberhalb der Nennfrequenz in die Maschine eingeprägt und die Auswirkung der Anisotropien auf dieses Signal ausgewertet. Ein hochfrequentes Modell der Maschine ist dann notwendig, um die Effekte der Anisotropien auf das Testsignal analytisch zu beschreiben und auswerten zu können.

4.1 Hochfrequentes Maschinenmodell

Startpunkt der Herleitung des Modells ist die Spannungsgleichung der permanenterregten Synchronmaschine mit oberflächenmontierten Magneten (Gl. (2.10)). Alle Größen des Modells sind auf das Rotorkoordinatensystem bezogen. Es gilt:

$$\underline{u}^r = R_s \underline{i}^r + L_s \frac{d\underline{i}^r}{dt} + j\omega L_s \underline{i}^r + j\omega \psi_M, \quad (4.1)$$

wobei $\omega = \dot{\gamma}$ die Winkelgeschwindigkeit des Rotors ist. Bei Anregung eines hochfrequenten Stromes \underline{i}_h durch eine entsprechende Spannung \underline{u}_h mit einer Kreisfrequenz ω_h ergibt sich folgende Gesetzmäßigkeit der Statorgrößen:

$$\underline{u}_h^r = R_s \underline{i}_h^r + \mathbf{L}_{\sigma s} \frac{d\underline{i}_h^r}{dt} + j\omega \mathbf{L}_{\sigma s} \underline{i}_h^r \quad (4.2)$$

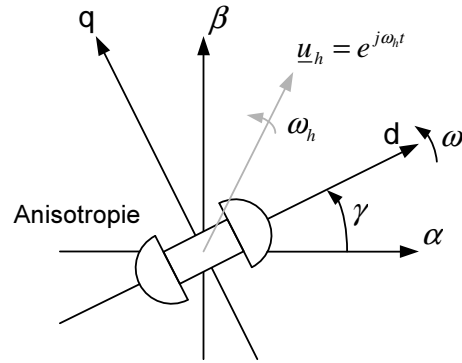


Abbildung 4.1: Rotierendes Trägersignal bei Hochfrequenzinjektion in Statorkoordinaten

Der Term der rotatorisch induzierten Spannung in Gl. (4.1) kann für $\omega_h \gg \omega$ vernachlässigt werden. Das ist möglich, da die induzierte Spannung bei geringer Drehzahl bzw. im Stillstand sehr klein bzw. Null ist und damit keine Wirkung auf das Testsignal hat. Der Induktivitätstensor

$$\mathbf{L}_{\sigma s} = \begin{bmatrix} L_{\sigma d} & 0 \\ 0 & L_{\sigma q} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

beinhaltet die Abhängigkeit der Streuinduktivitäten des Stators von der Rotorlage. Diese Abhängigkeit wird durch die unterschiedlichen Werte der Induktivität deutlich, wenn diese in Richtung der Längs- und Querachse des Rotors gemessen werden. Der Unterschied kommt bei Maschinen mit oberflächenmontierten Magneten hauptsächlich dadurch zustande, dass Sättigungseffekte in den Streuwegen aufgrund des Hauptflusses vorhanden sind (s. Abschnitt 2.3.2.1).

Der Unterschied der Induktivitäten führt zu unterschiedlichen Übertragungseigenschaften des Statormodells in dq-Koordinaten. Der Winkel γ dieses Koordinatensystems ergibt sich aus dem folgenden Zusammenhang:

$$\gamma = \frac{d\omega}{dt} \quad (4.4)$$

Abb. 4.1 zeigt den Zusammenhang zwischen diesem Winkel und der Richtung einer einzigen ausgeprägten Anisotropie, wie das bei der permanenterrregten Synchronmaschine der Fall ist.

Aus Gl. (4.2) ergibt sich folgende Statorgleichung bei hochfrequenter Signaleinprägung:

$$\frac{\underline{u}_h^r}{R_s} = \underline{i}_h^r + \tau_{\sigma s} \frac{d\underline{i}_h^r}{dt} + j\omega \tau_{\sigma s} \underline{i}_h^r, \quad (4.5)$$

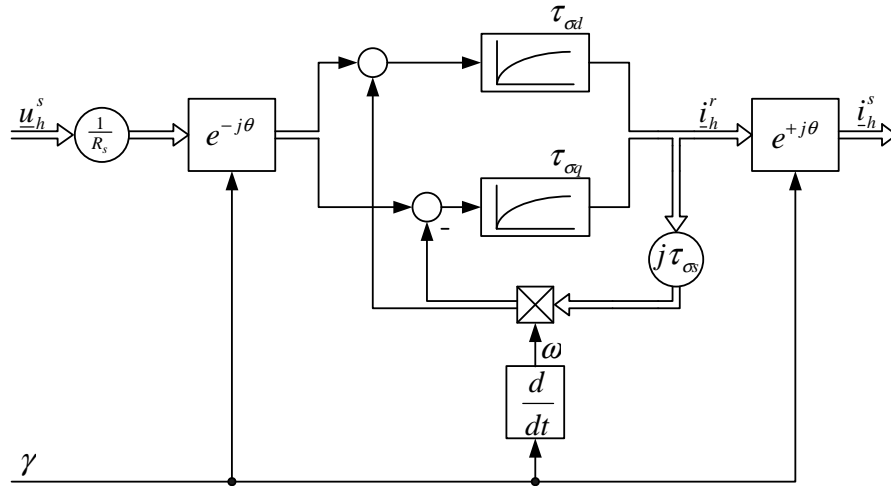


Abbildung 4.2: Signalflussbild des hochfrequenten Maschinenmodells im statorfesten Koordinatensystem

wobei $\tau_{\sigma s}$ der sich aus Gl. (4.3) ergebende Tensor der Statorzeitkonstante ist. Dieser Tensor wird wie folgt definiert:

$$\tau_{\sigma s} = \begin{bmatrix} \tau_{\sigma d} & 0 \\ 0 & \tau_{\sigma q} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Durch die Zerlegung der Hochfrequenzstatorgleichung (4.5) in d- und q-Komponenten:

$$\frac{u_{hd}}{R_s} = i_{hd} + \tau_{\sigma d} \frac{di_{hd}}{dt} - \omega \tau_{\sigma q} i_{hq} \quad (4.7-a)$$

$$\frac{u_{hq}}{R_s} = i_{hq} + \tau_{\sigma q} \frac{di_{hq}}{dt} + \omega \tau_{\sigma d} i_{hd} \quad (4.7-b)$$

ergeben sich die Übertragungsfunktionen, die das unterschiedliche Hochfrequenzverhalten in der Längs- und Querachse widerspiegeln. Die endgültigen Gleichungen des hochfrequenten Maschinenmodells im Rotorkoordinatensystem lauten dann:

$$i_{hd} + \tau_{\sigma d} \frac{di_{hd}}{dt} = \frac{u_{hd}}{R_s} + \omega \tau_{\sigma q} i_{hq} \quad (4.8-a)$$

$$i_{hq} + \tau_{\sigma q} \frac{di_{hq}}{dt} = \frac{u_{hq}}{R_s} - \omega \tau_{\sigma d} i_{hd} \quad (4.8-b)$$

Die Gln. (4.8-a) und (4.8-b) führen zu dem Signalflussbild in Abb. 4.2. Es ist zu erkennen, dass die resultierenden hochfrequenten Stromkomponenten unterschiedliches Verhalten aufgrund der unterschiedlichen Übertragungsfunktionen in der d- und q-Achse aufweisen. Die Auswirkung der Rotorlage auf das Testsignal wird durch die Koordinatentransformation der resultierenden Größen im statorfesten Koordinatensystem nachgebildet.

Prinzipiell tragen alle Elemente des Modells in Abb. 4.2 zum Antwortstrom \underline{i}_h^s bei. Allerdings ist es zweckmäßig, sich auf eine einfachere Berechnung, d. h. auf wesentliche Komponenten zu beschränken.

4.1.1 Vereinfachtes Hochfrequenzmodell

Zur Vereinfachung des Modells werden zwei Annahmen getroffen. Zuerst kann die Kopplung zwischen der d- und q-Achse vernachlässigt werden, wenn die Rotorkreisfrequenz ω viel kleiner als ω_h angenommen wird. So entfällt der Ausdruck $j\omega \tau_{\sigma s} \underline{i}_h^r$ in Gl. (4.5) und damit die Rückführungswege in Abb. 4.2. Durch die Umordnung der bleibenden Terme ergibt sich als Basis für das Hochfrequenzmodell:

$$\underline{u}_h^r = R_s \cdot \underline{i}_h^r + \mathbf{L}_{\sigma s} \frac{d\underline{i}_h^r}{dt} \quad (4.9)$$

Anhand der Laplacetransformation lassen sich die Übertragungsfunktionen der beiden Komponenten des Maschinenmodells darstellen.

$$F_d(p) = \frac{i_{hd}(p)}{u_{hd}(p)} = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + p \tau_{\sigma d}} \quad (4.10-a)$$

$$F_q(p) = \frac{i_{hq}(p)}{u_{hq}(p)} = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + p \tau_{\sigma q}} \quad (4.10-b)$$

Mit den Übertragungsfunktionen kann die Einwirkung der Maschine auf das Trägersignal in Abhängigkeit von der Frequenz untersucht werden. Dazu bietet sich das Bode-Diagramm des resultierenden Signalflussbildes in Abb. 4.3 an. Es ist deutlich zu sehen, dass die Frequenz des Testsignals ω_h oberhalb der Knickfrequenz $\frac{1}{\tau_{\sigma d}}$ bzw. $\frac{1}{\tau_{\sigma q}}$ liegen muss, um ein unterschiedliches Verhalten des d- und q-Kanals zu erzielen. Unterhalb dieser Frequenzen weisen die beiden Kanäle gleiches Übertragungsverhalten auf und es ist daher keine Ausnutzung der Anisotropie möglich.

Bei Trägerfrequenzen größer als die Knickfrequenzen des Modells sind die Amplituden der d- und q-Komponenten des Stromes unterschiedlich. Bemerkenswert ist aber die Tatsache, dass die beiden Komponenten auch unterschiedliche Phasenverschiebungen aufweisen. Erst ab Frequenzgrößen, die eine Dekade über den Knickfrequenzen der PT1-Glieder liegen, ist diese unterschiedliche Phasenverschiebung zu vernachlässigen. Das ist in Abb. 4.3-b zu erkennen. In diesem Fall ist der ohmsche Spannungsabfall klein

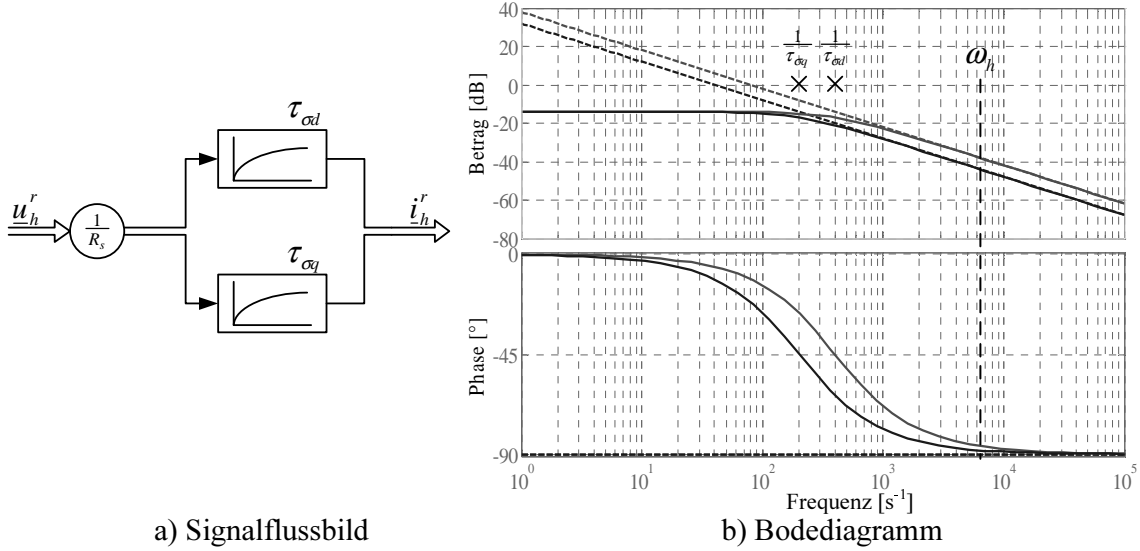


Abbildung 4.3: Übertragungsverhalten des hochfrequenten Maschinenmodells

gegenüber dem induktiven Spannungsabfall und daher kann der Statorwiderstand R_s vernachlässigt werden. Folglich ergeben sich die Übertragungsfunktionen als:

$$F_d(p) = \frac{i_{hd}(p)}{u_{hd}(p)} = \frac{1}{p L_{\sigma d}} \quad (4.11-a)$$

$$F_q(p) = \frac{i_{hq}(p)}{u_{hq}(p)} = \frac{1}{p L_{\sigma q}} \quad (4.11-b)$$

Der hochfrequente Strom ergibt sich aus dem Integral der Spannung für die beiden Übertragungskanäle. Die vereinfachte Statorgleichung ergibt sich dann als:

$$\underline{u}_h^r = \mathbf{L}_{\sigma s} \frac{d\underline{i}_h^r}{dt} \quad (4.12)$$

Die Anisotropie ist im Streuinduktivitätstensor $\mathbf{L}_{\sigma s}$ enthalten und moduliert somit den hochfrequenten Strom \underline{i}_h in Abhängigkeit vom Drehwinkel.

4.2 Hochfrequente Signaleinprägung mit rotierenden Trägersignalen

Rotierende Trägersignale gehören zu der im Abs. 2.3.2.2 definierten Gruppe der kontinuierlich eingepprägten Signale. Dabei wird die Aufschaltung eines rotierenden Span-

nungsraumzeigers bezeichnet, dessen Definition im Bezug auf dem statorfesten Koordinatensystem lautet:

$$\underline{u}_h^s = U_h e^{j\omega_h t} \quad (4.13)$$

Es ist zu erkennen, dass es sich um einen Vektor mit konstanter Amplitude U_h handelt, der sich mit der Kreisfrequenz ω_h in diesem Koordinatensystem dreht (s. Abb. 4.1). Da dieser Raumzeiger durch die Überlagerung der dreiphasigen Spannungen gebildet wird, wirkt er unmittelbar auf alle Richtungen des durch die Statorwicklungen definierten Koordinatensystem.

4.2.1 Analytische Ableitung des hochfrequenten Stromraumzeigers

Bei der Anregung mittels eines Spannungsraumzeigers ergibt sich ein hochfrequenter Strom, der die Antwort der Maschine auf das Testsignal widerspiegelt. Zur analytischen Berechnung des resultierenden hochfrequenten Stromraumzeigers bietet sich in erster Näherung das vereinfachte hochfrequente Maschinenmodell (Gl. (4.12)), in dem die Statorspannung durch die Gleichung des Spannungsraumzeigers im Rotorkoordinatensystem ersetzt wird.

$$\underline{u}_h^r = U_h e^{j(\omega_h - \omega)t} = \mathbf{L}_{\sigma s} \frac{d\underline{i}_h}{dt} \quad (4.14)$$

Aus Gl. (4.14) ergibt sich die Gleichung für die Berechnung des hochfrequenten Stromraumzeigers als:

$$\underline{i}_h^r = \mathbf{L}_{\sigma s}^{-1} \int U_h e^{j(\omega_h - \omega)t} dt, \quad (4.15)$$

wobei der inverse Streuinduktivitätstensor $L_{\sigma s}^{-1}$ sich als:

$$\mathbf{L}_{\sigma s}^{-1} = \frac{1}{L_{\sigma q} L_{\sigma d}} \begin{bmatrix} L_{\sigma q} & 0 \\ 0 & L_{\sigma d} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

darstellen lässt.

Die Lösung von Gl. (4.15) mit Gl. (4.16) ergibt den hochfrequenten Stromraumzeiger als:

$$\underline{i}_h^r = -j \frac{U_h}{(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \begin{bmatrix} L_{\sigma q} & 0 \\ 0 & L_{\sigma d} \end{bmatrix} e^{j(\omega_h - \omega)t}, \quad (4.17)$$

wobei die Zerlegung des Raumzeigers in Real- und Imaginärteil eine bessere Übersicht erlaubt.

$$\underline{i}_h^r = \frac{U_h}{(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \begin{bmatrix} L_{\sigma q} & 0 \\ 0 & L_{\sigma d} \end{bmatrix} (\sin((\omega_h - \omega)t) - j \cos((\omega_h - \omega)t)) \quad (4.18)$$

An dieser Stelle bietet sich die Matrizendarstellung des komplexen Gleichungssystems an, um die einzelnen Komponenten des Stromes zu ermitteln.

$$\begin{bmatrix} i_{hd} \\ i_{hq} \end{bmatrix} = \frac{U_h}{(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \begin{bmatrix} L_{\sigma q} & 0 \\ 0 & L_{\sigma d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sin((\omega_h - \omega)t) \\ -\cos((\omega_h - \omega)t) \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Durch die Multiplikation der Matrizen in Gl. (4.19) ergibt sich der hochfrequente Stromraumzeiger mit den folgenden Komponenten:

$$\underline{i}_h^r = \frac{U_h}{(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} (L_{\sigma q} \sin((\omega_h - \omega)t) - j L_{\sigma d} \cos((\omega_h - \omega)t)) \quad (4.20)$$

Dieses Ergebnis wird erweitert, um die einzelnen Frequenzkomponenten zu bestimmen:

$$\underline{i}_h^r = \frac{U_h}{(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \left(L_{\sigma q} \frac{e^{j(\omega_h - \omega)t} - e^{-j(\omega_h - \omega)t}}{2j} - j L_{\sigma d} \frac{e^{j(\omega_h - \omega)t} + e^{-j(\omega_h - \omega)t}}{2} \right) \quad (4.21)$$

Durch die Zusammenfassung der Ergebnisse in übersichtlicher Form ergibt sich die Gleichung des Stromraumzeigers in dem mit dem Rotor synchron umlaufenden Koordinatensystem:

$$\underline{i}_h^r = -j \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} ((L_{\sigma d} + L_{\sigma q}) e^{j(\omega_h - \omega)t} + (L_{\sigma d} - L_{\sigma q}) e^{-j(\omega_h - \omega)t}) \quad (4.22)$$

Um die periodische Modulation des hochfrequenten Statorstroms zu erkennen, bietet sich das statorfeste Koordinatensystem an. Nach entsprechender Koordinatentransformation (Multiplikation mit dem Drehvektor $e^{j\omega t}$) ergibt sich der Stromraumzeiger als:

$$\underline{i}_h^s = -j \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} ((L_{\sigma d} + L_{\sigma q}) e^{j\omega_h t} + (L_{\sigma d} - L_{\sigma q}) e^{j(2\omega - \omega_h)t}) \quad (4.23)$$

Die Phase der beiden Komponenten des Stromes lässt sich durch die Benutzung der Identität

$$-j e^{j\phi} = e^{j(\phi - \frac{\pi}{2})}$$

ermitteln. Daraus resultiert die endgültige Gleichung des hochfrequenten Stromraumzeigers im statorfesten Koordinatensystem als:

$$\underline{i}_h^s = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma d} + L_{\sigma q}) e^{j(\omega_h t - \frac{\pi}{2})} + (L_{\sigma d} - L_{\sigma q}) e^{j(2\omega t - \omega_h t - \frac{\pi}{2})} \right) \quad (4.24)$$

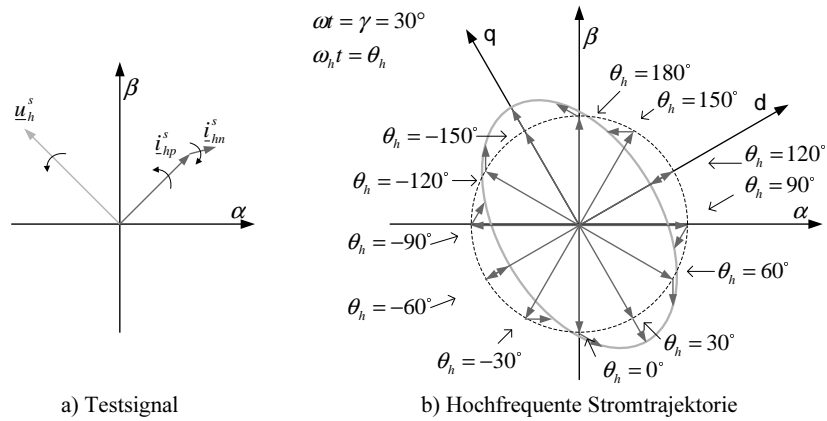


Abbildung 4.4: Hochfrequenter Stromraumzeiger bei rotierendem Testsignal.

In Gl. (4.24) ist zu erkennen, dass der hochfrequente Stromraumzeiger sich als Summe von zwei Raumvektoren darstellen lässt. Der erste Vektor ist proportional zu der Summe der Streuinduktivitäten ($L_{\sigma d} + L_{\sigma q}$) und dreht sich mit dem eingepprägten Testsignal \underline{u}_h^s . Der zweite Term ist proportional zu der Differenz ($L_{\sigma d} - L_{\sigma q}$) und dreht sich entgegen der Richtung des Testsignals. Dieses erlaubt die Definition eines Mit- und Gegensystems des hochfrequenten Stromraumzeigers:

$$\underline{i}_h^s = \underline{i}_{hp} + \underline{i}_{hn} \quad (4.25)$$

Da die Amplituden beider Zeiger unterschiedlich sind, führt ihre Überlagerung zu einer elliptischen Trajektorie des Stromraumzeigers \underline{i}_h^s . Diese Trajektorie ist in Abb. 4.4 für eine bestimmte Rotorposition dargestellt. Dort ist auch der Phasenunterschied zwischen dem Testsignal und dem resultierenden hochfrequenten Stromraumzeiger zu sehen. Die Orientierung der Ellipse im Raum ändert sich in Abhängigkeit von der Rotorlage.

Die Trajektorie in Abb. 4.4 ergibt sich aus Gl. (4.24), wenn angenommen wird, dass $L_{\sigma d} > L_{\sigma q}$ ist. In diesem Fall liegt die längere Achse der Ellipse in Richtung der q-Achse des Rotors. Ist $L_{\sigma d} < L_{\sigma q}$, so entsteht eine Phasendrehung von 180° im Gegensystem, und damit wird die Ellipse um 90° gedreht, wie in der Abb. 4.5 gezeigt wird. Das bedeutet, dass die längere Achse der Ellipse immer mit der Richtung der kleineren Streuinduktivität übereinstimmt. Damit erreicht der hochfrequente Stromraumzeiger sein Maximum, wenn der Spannungsvektor in Richtung der größeren Streuinduktivität zeigt.

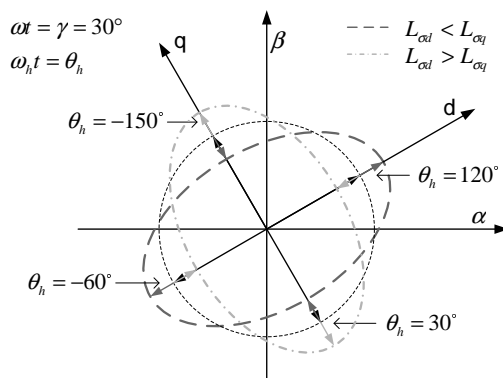


Abbildung 4.5: Änderung der hochfrequenten Stromtrajektorie.

4.2.1.1 Vergleich mit Simulationsergebnissen

Die Aussage der analytischen Gleichung des hochfrequenten Stromraumzeigers wird mit den Ergebnissen der Simulation verglichen. Das hochfrequente Maschinenmodell in Abb. 4.2 wurde mit Hilfe des Programms MATLAB *Simulink* simuliert. Die resultierende Stromtrajektorie wird bei der Einprägung eines rotierenden Spannungsraumzeigers in $\alpha\beta$ -Koordinaten graphisch dargestellt.

Die in der Simulation angewendeten Maschinenparameter wurden durch übliche Messmethoden ermittelt. Die Phaseninduktivität wurde für verschiedene Rotorpositionen mittels einer Messbrücke gemessen. Diese Geräte nutzen in der Regel ein Signal mit kleiner Amplitude zur Messung der Induktivität. Aus diesem Grund kann der gemessene Induktivitätswert der Streuinduktivität zugeordnet werden. Für die vorhandene Maschine war die gemessene Induktivität am kleinsten, wenn der Rotor in Richtung der magnetischen Achse der jeweiligen Phasenwicklung ausgerichtet war. Dagegen war die Induktivität am größten, wenn Rotorachse und magnetische Achse senkrecht zueinander waren. Damit bestätigte sich die Beziehung $L_{\sigma d} < L_{\sigma q}$ für die Induktivitäten der Maschine. Der Phasenwiderstand wurde einfach durch die Einspeisung eines konstanten Gleichstroms und die Messung des resultierenden Spannungsabfalls ermittelt.

Abb. 4.6 stellt die simulierte Stromtrajektorie mit den gemessenen Maschinenparametern für einen Rotorwinkel $\gamma = 0^\circ$ dar. Es ist zu erkennen, dass die Ausrichtung der Trajektorie sich aus der Rotorlage bestimmt. Das Maximum der Amplitude des Stromraumzeigers ergibt sich in der Richtung der kleineren Streuinduktivität und damit der kleineren Zeitkonstante $\tau_{\sigma d}$.

Anhand der vorgestellten Simulationsergebnisse können prinzipiell zwei Aussagen ge-

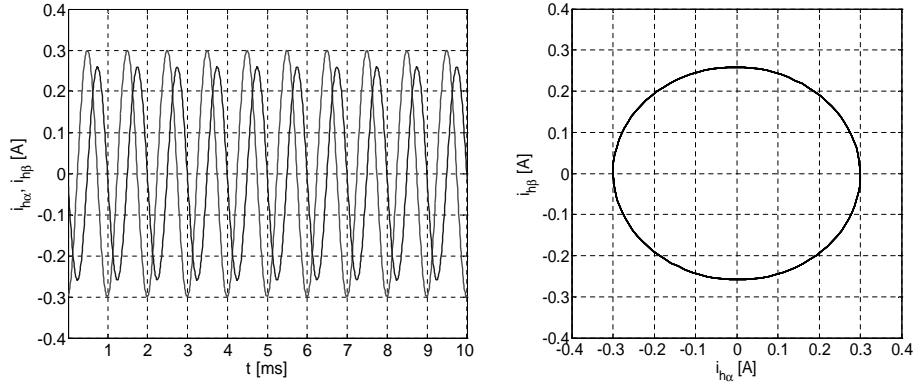


Abbildung 4.6: Stromtrajektorie durch Hochfrequenzinjektion ohne Grundschwingungsstrom (Simulation; Trägerfrequenz: $U_h = 30\text{V}$, $f_h = 1000\text{Hz}$; Maschinenparameter: $L_{\sigma d} = 15,7\text{mH}$, $L_{\sigma q} = 19,8\text{mH}$, $R_s = 5,4\Omega$)

macht werden. Die erste Aussage ist, dass Gl. (4.24) den simulierten Verlauf des hochfrequenten Stromraumzeigers beschreibt, wenn die Beziehung $L_{\sigma d} < L_{\sigma q}$ erfüllt ist. Das ist der normale Fall bei der permanenterrregten Synchronmaschinen sowohl mit eingebetteten als auch mit oberflächenmontierten Magneten, wie in Abs. 2.3.2.1 schon erklärt wurde. Als zweite Aussage wurde die Vernachlässigung des ohmschen Spannungsabfalls bestätigt, da die hergeleitete analytische Gleichung die Stromtrajektorie bei dem gegebenen Rotorwinkel beschreibt.

Unter der Beachtung der Beziehung $L_{\sigma d} < L_{\sigma q}$ und mit Anwendung der Identität:

$$-e^{j\phi} = e^{j(\phi+\pi)}$$

ergibt sich die Gleichung des hochfrequenten Stromraumzeigers als:

$$\underline{i}_h^s = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma d} + L_{\sigma q}) e^{j(\omega_h t - \frac{\pi}{2})} + (L_{\sigma q} - L_{\sigma d}) e^{j(2\omega t - \omega_h t + \frac{\pi}{2})} \right) \quad (4.26)$$

Mit den vorgestellten Ergebnissen wird nachfolgend auf die Gewinnung der Rotorlage anhand des hochfrequenten Stromraumzeigers eingegangen.

4.2.2 Demodulation des hochfrequenten Stromraumzeigers

In dem vorherigen Abschnitt wurde die Wirkungsweise der Anisotropie auf das Trägersignal erläutert. Es wurde nachgewiesen, dass der angeregte hochfrequente Stromraumzeiger durch die räumliche Änderung der Streuinduktivität moduliert wird. Die

gewünschte Information der Rotorlage kann dann durch das entsprechende Demodulationsverfahren gewonnen werden.

In Gl. (4.24) ist zu erkennen, dass der hochfrequente Stromraumzeiger in ein Mitsystem und ein Gegensystem zerlegt werden kann. Das Mitsystem ist proportional zu der Summe der Streuinduktivitäten und enthält keine Information über die Rotorlage. Nur das Gegensystem enthält in seiner Phase diese Information und kann damit zur Bestimmung der Rotorlage benutzt werden. Ziel des Demodulationsverfahren ist, das Gegensystem des Stromraumzeigers von den anderen Stromkomponenten zu trennen und die Rotorlage aus dessen Phase zu ermitteln.

Zur Extraktion des Trägersignals aus den gemessenen Ströme werden Bandpassfilter (BPF) eingesetzt, die den Grundschwingungsstrom und alle harmonischen Komponenten der Pulsfrequenz herausfiltern. Der sich ergebende hochfrequente Stromraumzeiger (Gl. (4.26)) kann durch die Multiplikation mit $e^{j\omega_h t}$ in ein mit dem Gegensystem synchron umlaufendes Koordinatensystem gedreht werden. Damit ergibt sich das Gegensystem als eine reine Funktion des Rotorwinkels, während das Mitsystem sich mit einer Frequenz von $2\omega_h t$ bezogen zu diesem Koordinatensystem dreht.

$$\underline{i}_h^n = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma d} + L_{\sigma q}) e^{j(2\omega_h t - \frac{\pi}{2})} + (L_{\sigma q} - L_{\sigma d}) e^{j(2\omega t + \frac{\pi}{2})} \right) \quad (4.27)$$

Durch den Einsatz eines Tiefpassfilters (TPF) in Gl. (4.27) ergeben sich die Positionssignale als:

$$\underline{i}_{pos}^s = \underline{i}_{hn}^n = \frac{U_h (L_{\sigma q} - L_{\sigma d})}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} e^{j(2\omega t + \frac{\pi}{2})} \quad (4.28)$$

Der Rotorwinkel kann dann aus den Signalen in Gl. (4.28) mittels einer PLL-Struktur [27, 26] oder mittels direkter Berechnung der *arctan*-Funktion [28, 41] gewonnen werden. Die zweite Alternative hat den deutlichen Vorteil der einfacheren Implementierung, da keine Reglerparameter eingestellt werden müssen. [42]

Abb. 4.7 zeigt das Blockschaltbild des vorgestellten Demodulationsverfahrens, in dem $\varphi_h = \int \omega_h dt$ die Phase des Testsignals ist. Es ist zu sehen, dass der aus der *arctan*-Funktion sich ergebende Winkel eine Phasenverschiebung von $\frac{\pi}{2}$ besitzt. Diese Phasenverschiebung kommt dadurch zustande, dass ein rein induktives Verhalten bei der Ableitung der analytischen Gleichungen angenommen wurde. Damit eilt das Gegensystem des Stromraumzeigers dem eingepprägten Testsignal u_h^s um 90° vor (s. Gl.(4.26)). Um den tatsächlichen Rotorwinkel zu gewinnen, muss diese Phasenverschiebung abgezogen werden.

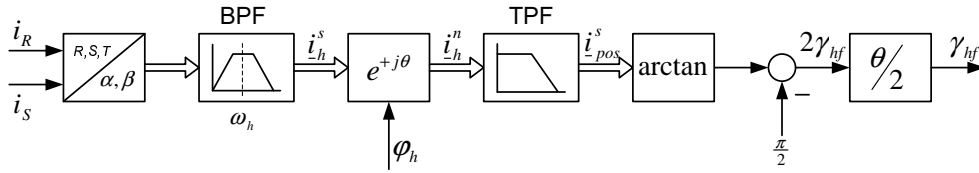


Abbildung 4.7: Blockschaltbild der Demodulation mit Tiefpassfilter

Die Demodulation mit dem vorgestellten Verfahren ist in der Praxis problematisch. Das Problem besteht darin, dass der Tiefpassfilter exakt ausgelegt werden muss, um eine gute Dämpfung der Komponente mit der Kreisfrequenz $2\omega_h$ ohne Verschlechterung der dynamischen Eigenschaften der Bestimmung zu gewährleisten. Diese Aufgabe ist schwer mit einem einfachen PT1-Glied zu erfüllen. Deswegen müssen kompliziertere Algorithmen mit zusätzlicher Steigerung der Komplexität und des Rechenaufwands eingesetzt werden. Aus diesem Grund wird in Rahmen dieser Arbeit ein zweites Demodulationsverfahren vorgestellt.

Die zweite Variante zur Demodulation setzt das in [27] und [26] angedeutete Prinzip der Filterung im synchron umlaufenden Koordinatensystem (*synchronous frame filtering*) um. Die Drehung des hochfrequenten Stromraumzeigers i_h^s in ein mit dem Testsignal synchron umlaufenden Koordinatensystem ergibt Gl. (4.29). Dort kann beobachtet werden, dass die Phase des Mitsystems eine Konstante geworden ist, während das Gegensystem sich mit einer Frequenz $-2\omega_h$ bezogen zu diesem Koordinatensystem dreht.

$$\underline{i}_h^p = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma d} + L_{\sigma q}) e^{j(-\frac{\pi}{2})} + (L_{\sigma q} - L_{\sigma d}) e^{j(2\omega t - 2\omega_h t + \frac{\pi}{2})} \right) \quad (4.29)$$

Wie in Gl. (4.29) zu erkennen ist, sind die Komponenten des Mitsystems Gleichgrößen, die mittels eines Hochpassfilters (HPF) herausgefiltert werden können. Daraus resultiert das Gegensystems als:

$$\underline{i}_{hn}^p = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma q} - L_{\sigma d}) e^{j(2\omega t - 2\omega_h t + \frac{\pi}{2})} \right) \quad (4.30)$$

Die Komponenten in Gl. (4.30) werden dann durch die Multiplikation mit $e^{j2\omega_h t}$ wieder in das statorfeste Koordinatensystem gedreht. Damit ergeben sich die Positionssignale nach Gl. (4.28), die zur Winkelbestimmung benutzt werden.

Abb. 4.8 stellt das Prinzip dieses zweiten Demodulationsverfahrens graphisch dar. Der Vorteil dieses Verfahrens besteht darin, dass nur eine Gleichgröße herausgefiltert werden muss, während alle hochfrequente Anteile nicht verändert werden. Damit kann die

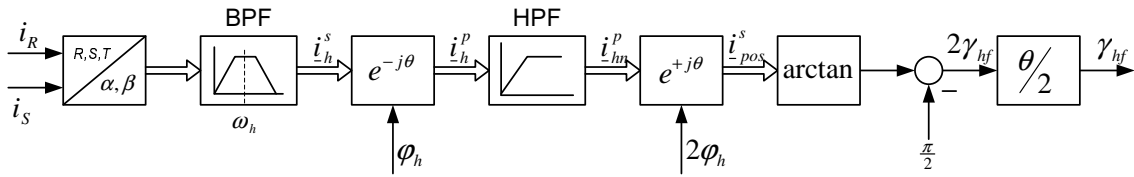


Abbildung 4.8: Blockschaltbild der Demodulation mit Hochpassfilter

Knickfrequenz des Hochpassfilters klein ausgelegt werden, ohne dass eine Verschlechterung der dynamischen Eigenschaften der Bestimmung auftreten.

4.2.2.1 Erklärung der 180°-Unbestimmtheit.

Wie im Abs.2.3.2.1 schon erklärt wurde, ändert sich die gemessene Statorinduktivität periodisch zwei Mal, wenn der Rotor um eine elektrische Umdrehung gedreht wird. Das bedeutet, dass jeweils zwei Maxima und zwei Minima der Streuinduktivität in einer elektrischen Umdrehung des Rotors vorhanden sind. Die zwei Maxima liegen in positiver und negativer q-Richtung und die zwei Minima in positiver und negativer d-Richtung.

Der hochfrequente Stromraumzeiger wird durch die Induktivitätsänderung in seiner Amplitude moduliert. Wie in Abb. 4.4 zu sehen ist, ist die Amplitude des Stromraumzeigers jeweils am größten, wenn er mit der positiven oder negativen Richtung der d-Achse übereinstimmt. Im Gegenteil dazu ergibt sich jeweils die kleinste Amplitude, wenn der Stromraumzeiger in der positiven oder negativen q-Richtung liegt. Durch die Auswertung der Maxima und Minima des Stromraumzeigers wäre es möglich, den Winkel des Rotorflusses aus dem Winkel des Stromraumzeigers zu bestimmen. Aber es wäre nicht möglich zu sagen, ob es sich um die positive oder die negative Richtung des Rotorkoordinatensystems handelt. Damit entsteht eine Unbestimmtheit von 180° in der Bestimmung der Rotorlage, was ein grundsätzliches Problem des Verfahrens mit rotierendem Trägersignal darstellt, [30, 43].

Dieses Problem ist in den im Abs.4.2.2 vorgestellten Demodulationsverfahren auch vorhanden. Die Phase der sich ergebenden Positionssignale in Gl. (4.28) ist zweimal größer als der Rotorwinkel γ . Der Grund dafür ist der vorgestellte Zusammenhang zwischen dem Induktivitätswert und dem Rotorwinkel. Eine Halbierung des Winkels aus der \arctan -Funktion ist dann notwendig, um die tatsächliche Rotorlage zu bekommen (s. Abb. 4.7 und 4.8). Die 180°-Unbestimmtheit entsteht dabei, weil immer zwei Ergeb-

nisse für jeden Eingangswinkel möglich sind. So sind zum Beispiel die Ausgangswinkel $\gamma_{hf,1} = 0^\circ$ und $\gamma_{hf,2} = 180^\circ$ als Lösungen für einen Eingangswinkel $2\gamma_{hf} = 0^\circ$ möglich.

Aus der erläuterten Problematik kann es geschlossen werden, dass der absolute Rotorwinkel nicht allein mit dem vorgestellten Demodulationsverfahren eindeutig geschätzt werden kann. Eine zusätzliche Initialisierung des geschätzten Winkels ist dann erforderlich, um die 180° -Unbestimmtheit bei der Bestimmung zu überwinden. Weiterhin wäre es auch notwendig, eine ständige Überwachung des geschätzten Winkels vorzunehmen, um einen Korrekturmechanismus im Falle eines Fehlers bei der Bestimmung auslösen zu können. Auf diese Problematik wird in Abs. 5.2.4 eingegangen.

4.2.3 Hochfrequenter Stromraumzeiger bei vollständigem hochfrequenten Maschinenmodell

Die in den vorherigen Abschnitten vorgestellten Ergebnisse wurden unter die Annahme hergeleitet, dass die Maschine ein näherungsweise rein induktives Verhalten bei der Frequenz des eingepprägten Testsignals aufweist. Der ohmsche Spannungsabfall im hochfrequenten Maschinenmodell (Gl. 4.9) wurde vernachlässigt und somit ergab sich das vereinfachte hochfrequente Maschinenmodell (Gl. 4.12), mit dem die analytische Gleichung des hochfrequenten Stromraumzeigers abgeleitet wurde. Alle sensorlose Verfahren, die auf der Einprägung eines Testsignals zur Rotorlagebestimmung basieren, nutzen dieses vereinfachte Modell zur Herleitung der theoretischen Gleichungen, [44, 7, 26, 28].

Die Gültigkeit der hergeleiteten Gleichung wurde später durch Simulationen bestätigt, für die die gemessenen Werte der Maschinenparameter angewendet wurden. Es ist zu bemerken, dass der Statorwiderstand mittels eingepprägten Gleichstroms gemessen wurde, was das gewöhnliche Verfahren zur Widerstandsmessung darstellt.

Der gemessene Verlauf der resultierenden hochfrequenten Stromkomponenten wird mit den analytischen und simulierten Ergebnissen verglichen. Dabei kommt heraus, dass die Maschine auf das Testsignal anders, als das mit der getroffenen Annahme zu erwarten ist, reagiert. Die Unterschiede kommen dadurch zustande, dass sekundäre Effekte wie z. B. die Verluste in der Maschine nicht berücksichtigt wurden. Alle diese Effekte führen dazu, dass eine unterschiedliche Phasenverschiebung in den gemessenen hochfrequenten Stromkomponenten auftritt. Unter diesen Bedingungen liefert das vorgestellte Bestimmungsverfahren einen Winkel, der wiederum korrigiert werden muss, um den

richtigen Rotorwinkel zu bekommen. In den folgenden Abschnitte wird diese Problematik behandelt und auf ihre analytische Beschreibung eingegangen.

4.2.3.1 Formulierung der Problematik

Zur Vorstellung der genannten Problematik wird die Trajektorie des hochfrequenten Stromraumzeigers experimentell ermittelt. Die Maschine wird mit einem dreiphasigen Testsignal mit der Frequenz $f_h = 1000\text{Hz}$ angeregt und die resultierenden hochfrequenten Ströme werden gemessen. Dabei wurde der Grundswingungsstrom zu Null geregelt, um jeden Gleichanteil in den Phasenströmen aufgrund der Asymmetrien der Maschine und des Wechselrichters zu kompensieren. Die gemessenen Ströme werden mit einer Frequenz von 20kHz abgetastet. Ein digitaler Bandpassfilter lässt die Komponente des Stromes mit der Frequenz des Testsignals durch, während alle andere Frequenzkomponenten herausgefiltert werden. Die so gefilterten Signale werden gespeichert und danach mit dem Programm MATLAB verarbeitet und graphisch dargestellt. Wichtig ist dafür zu sorgen, dass der Bandpassfilter keine Phasenverschiebung in den durchgelassenen hochfrequenten Signalen verursacht.

Abb. 4.9 zeigt die sich ergebende Stromtrajektorie für einen Rotorwinkel $\gamma = 0^\circ$ bzw. $\gamma = 90^\circ$. Vergleicht man die gemessene mit der simulierten Stromtrajektorie (Abb. 4.6), dann ist deutlich zu erkennen, dass die Orientierung der Ellipse im Raum bei gleichem Rotorwinkel unterschiedlich ist. Die längere Achse der Ellipse hat nicht die Richtung der Rotorachse, wie es nach der vereinfachten Theorie und für die gemessenen Parameter sein sollte.

Eine detaillierte Analyse der Signale ist in Abb. 4.10 dargestellt. Dort ist der zeitliche Verlauf der α - und β -Komponente des Stromraumzeigers bei den zwei oben genannten Rotorpositionen zu sehen. Diese Signale werden in ihrer Phase mit dem Winkel φ_h des eingepprägten Spannungsraumzeigers verglichen. Dafür ist der theoretische Verlauf des Real- und Imaginärteils des Stromes als $i_{h\alpha} = \cos(\varphi_h + \frac{\pi}{2})$ bzw. $i_{h\beta} = \sin(\varphi_h + \frac{\pi}{2})$ dargestellt. Dieser Verlauf ist für den Fall rein induktiven Verhaltens zu erwarten.

Aus dem Vergleich der Ergebnisse gehen zwei wichtige Eigenschaften hervor:

1. Die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom ist kleiner als die, die aus den Maschinenparametern berechnet werden kann. Zur Berechnung der Phasenverschiebung dient die folgende Gleichung:

$$\phi = -\arctan\left(\frac{\omega_h \cdot L_{\sigma d}}{R_s}\right) \quad (4.31)$$

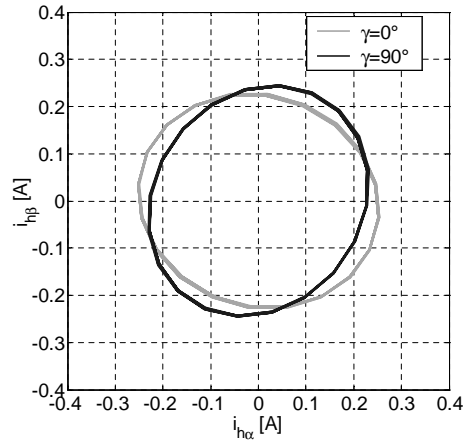


Abbildung 4.9: Gemessene Stromtrajektorie durch hochfrequente Signaleinprägung ohne Grundschrwingungsstrom.

Diese Gleichung ergibt für die in Abs. 4.2.1.1 gegebenen Parametern eine Phasenverschiebung $\phi = -86,88^\circ$. Aus der Abb. 4.10-a ist eine Phasenverschiebung von -77° für die α -Komponente des Stromes zu messen, was einen deutlichen Unterschied zur Theorie darstellt.

- Die Phasenverschiebungen der α - und β -Komponenten sind unterschiedlich groß und hängen von der Rotorposition ab. So ist die Phasenverschiebung für $i_{h\alpha}$ in Abb. 4.10-b gleich $\phi = -83^\circ$. Das ist wiederum größer als die oben vorgestellte Phasenverschiebung und kleiner als die theoretische Phasenverschiebung:

$$\phi = -\arctan\left(\frac{\omega_h \cdot L_{\sigma q}}{R_s}\right) = -87,52^\circ \quad (4.32)$$

Aus den vorgestellten Erkenntnissen kann geschlossen werden, dass sich die Phasenverschiebung zwischen der hochfrequenten Spannung und dem Strom von der theoretisch berechneten sehr unterscheidet. Der ohmsche Anteil des hochfrequenten Maschinenmodells kann deswegen nicht ohne weiteres vernachlässigt werden. Es ist ersichtlich, dass der für die Frequenz des Testsignals wirksame Widerstand größer ist als der mit Gleichstrom gemessene Wert.

Eine andere wichtige Aussage ist, dass die Phasenverschiebung der Signale unterschiedlich für die zwei verschiedenen Positionen ist. Die Simulationen mit dem in Abs. 4.2.1.1 beschriebenen Maschinenmodell ergaben, dass der Unterschied der Phasenverschiebungen nicht nur durch die unterschiedlichen Zeitkonstanten aufgrund der unterschiedlichen Induktivitäten in der d- und q-Achse verursacht wird. In diesem Sinn war es

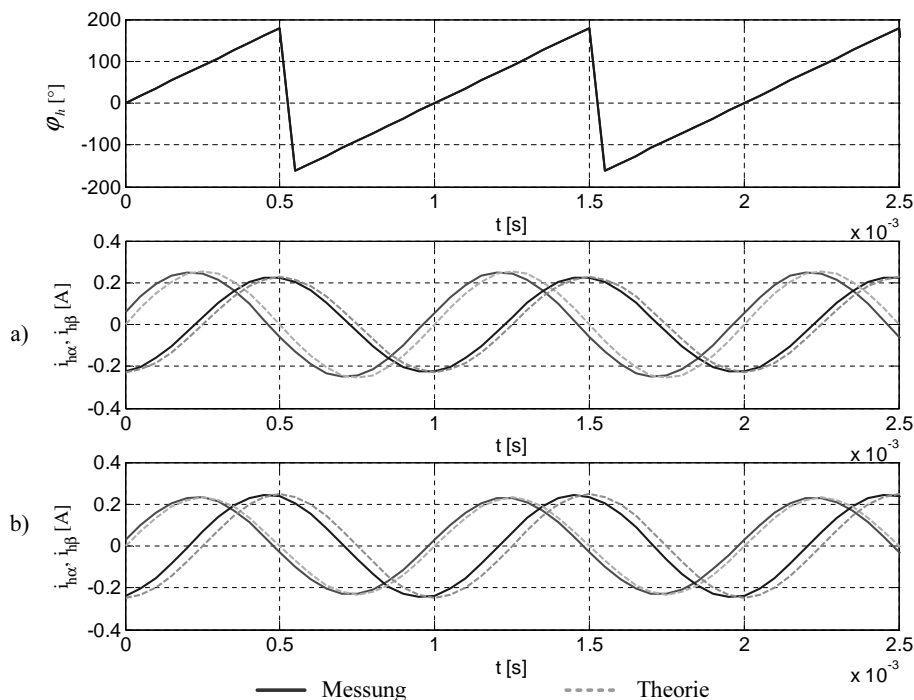


Abbildung 4.10: Messungen des hochfrequenten Stromraumzeigers bei verschiedenen Rotorpositionen: a) $\gamma = 0^\circ$; b) $\gamma = 90^\circ$

notwendig, unterschiedliche Werte des Widerstandes einzufügen, um die Ergebnisse der Simulation an die Messungen anzunähern. Das führte zu den Widerstandswerten $R_d > R_q$, um gleiche Ergebnisse bei der Simulation mit den gemessenen Induktivitätswerten zu erzielen.

Die vorgestellte Erhöhung des Widerstandes kann prinzipiell auf zwei Gründe zurückgeführt werden:

- Die Entstehung zusätzlicher Verluste in der Maschine bei steigender Frequenz. Diese von der Frequenz abhängigen Verluste sind hauptsächlich als Ummagnetisierungsverluste und Wirbelstromverluste zu verstehen. Die Abhängigkeit dieser Verluste mit der Rotorlage kann als Ursache für die unterschiedlichen Werte des Widerstandes in der d- und q-Achse angenommen werden.[17]
- Das nichtlineare Verhalten des Wechselrichters, aufgrund des Spannungsabfalls in den leistungselektronischen Halbleitern und anderer Effekten, wie z. B. der Effekt der Zweigverriegelungszeit.

Als Folge dieser Eigenschaft ist die an die Maschine angelegte Spannung kleiner als die, welche als Testsignal auf die Regelungssignale aufgeschaltet wird. Dieser

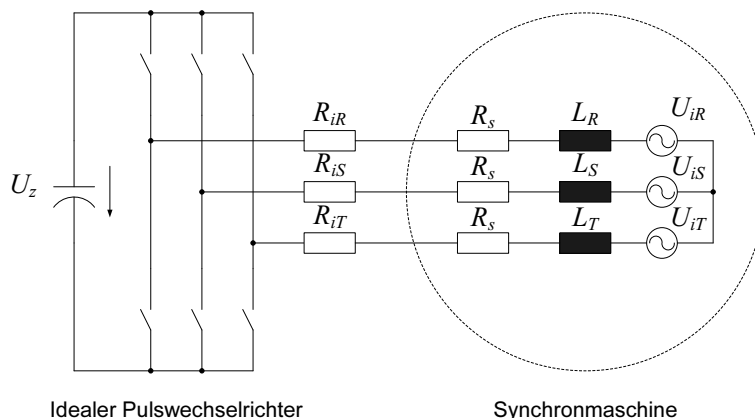


Abbildung 4.11: Darstellung des inneren Widerstands des Wechselrichters

Effekt kann als ein innerer Widerstand des Wechselrichters dargestellt werden, der sich zum Maschinenwiderstand addiert. Dieses Prinzip wird in Abb. 4.11 vorgestellt. Der Wechselrichter wird als ideal betrachtet, während die Widerstände R_{iX} (mit $X = R, S, T$) die unterschiedlichen Werte des inneren Widerstands jeder Phase darstellen.

Prinzipiell tragen diese zwei Effekte zur Erhöhung des Widerstandswertes bei. Eine Messung der Maschineneigenschaften bei Einprägung des Testsignals ohne den Wechselrichter ist erforderlich, um den Einfluss der frequenzabhängigen Verluste auf die Widerstandserhöhung genau abzuwägen.

4.2.3.1.1 Messung der Impedanz der Maschine: Zur Klärung des Grundes des größeren Statorwiderstands wurden Versuche gemacht, mit denen die Impedanz der Maschine bei Anregung mit einem hochfrequenten Strom gemessen wurde. Eine einphasige Wechselspannung mit sehr geringem Oberschwingungsanteil wurde in zwei in Reihe geschaltete Phasen der Maschine eingespeist und der resultierende Strom wurde gemessen. Zur Messung wurde ein *Power Analyzer P3000A* der Firma VOLTECH benutzt, der die Impedanz aus der Amplitude und Phase von Spannung und Strom liefert. Durch die Messung der drei Leiter-Leiter Impedanzen und die Zerlegung in Real- und Imaginärteil wurden die Werte der Wirkwiderstände und der Reaktanzen bei zwei verschiedenen Rotorpositionen ermittelt:

γ	$R_{RS}[\Omega]$	$R_{RT}[\Omega]$	$R_{ST}[\Omega]$	$X_{RS}[\Omega]$	$X_{RT}[\Omega]$	$X_{ST}[\Omega]$
90°	15,2	15,1	14,6	192,7	187,5	173,9
0°	14,7	14,8	15,3	180,1	180,4	194

Aus diesen drei Werten lassen sich der Wirkwiderstand und die Reaktanz jeder Phase als Lösung eines Gleichungssystems berechnen. Die Division der Reaktanz durch die Kreisfrequenz ω_h ergibt die Induktivität jeder Phase. Die sich ergebenden Widerstands- und Induktivitätswerte sind in der Tabelle 4.1 eingetragen.

Die Ergebnisse der Messung zeigen, dass der wirksame Widerstand bei dem hochfrequenten Signal größer ist als der Widerstand, der mit Gleichstrom gemessen wurde. Jedoch hat der Wirkwiderstand einen sehr geringen Einfluss auf das Testsignal, da die Reaktanz bei dieser Frequenz um den Faktor 12 größer ist. Daraus resultiert ein sehr kleiner Leistungsfaktor ($< 0,08$), was die Annahme bestätigt, dass die Maschine ein näherungsweise rein induktives Verhalten für das Testsignal aufweist. Der angedeutete Unterschied zur Theorie kann auf diesem Grund nur auf die Wirkung des Wechselrichters zurückgeführt werden.

Wie schon ausgeführt wurde, resultiert der innere Widerstand des Wechselrichters aus verschiedenen Effekten, die in Summe zu einem nichtlinearen Verhalten beitragen. Alle diese Effekte und ihr Einfluss auf das Testsignal werden in einem späteren Abschnitt erläutert. Im vorliegenden Abschnitt steht die Herleitung der theoretische Zusammenhänge im Vordergrund.

4.2.3.2 Erweiterung der analytischen Ableitung

Aufgrund des Einflusses des Wechselrichters und seines Zusammenwirkens mit der Maschine tritt ein zur Theorie unterschiedliches Verhalten auf, dass sich in unterschiedlichen Phasenverschiebungen in den hochfrequenten Stromkomponenten bemerkbar macht (s. Abb. 4.10). Diese Phasenverschiebung hat zur Folge, dass der mit dem im Abs. 4.2.2 erläuterten Demodulationsverfahren berechnete Winkel eine Phasenverschiebung aufweist, die unterschiedlich von der nach der Theorie berechneten $\frac{\pi}{2}$ ist. Da diese Phasenverschiebung für die Berechnung des korrekten Rotorwinkels abgezogen werden muss, ist seine theoretische Beschreibung in Abhängigkeit der Parameter des Systems Wechselrichter und Maschine notwendig.

γ	$R_R[\Omega]$	$R_S[\Omega]$	$R_T[\Omega]$	$L_R[\text{mH}]$	$L_S[\text{mH}]$	$L_T[\text{mH}]$
90°	7,85	7,36	7,28	20,52	17,81	16,78
0°	7,1	7,57	7,68	16,57	19,27	19,32

Tabelle 4.1: Widerstand und Induktivität jeder Phase bei unterschiedlichen Rotorpositionen (Frequenz des Testsignals: $f_h = 800\text{Hz}$)

Ausgangspunkt der analytischen Ableitung des resultierenden Stromraumzeigers ist das hochfrequente Maschinenmodell aus Gl. (4.9), wobei der Spannungsraumzeiger \underline{u}_h^r durch die Gleichung für den rotierenden Raumzeiger nach Gl. (4.14) ersetzt wird:

$$U_h e^{j(\omega_h - \omega)t} = \mathbf{R}_s \underline{i}_h^r + \mathbf{L}_{\sigma s} \frac{d\underline{i}_h^r}{dt} \quad (4.33)$$

Der Widerstandstensor \mathbf{R}_s stellt die Änderung des gesamten Widerstands (Wechselrichter+Maschine) in Abhängigkeit von der Rotorposition dar. Diese Abhängigkeit wurde in dem vorherigen Abschnitt als Ergebnis des Vergleiches zwischen Simulation und Messung beobachtet und kann durch unterschiedliche Werte des Widerstandes für die d- und q-Achse modelliert werden. Dabei ergibt sich folgende Gleichung des Widerstandstensors:

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_d & 0 \\ 0 & R_q \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Auf die Erklärung und genaue Messungen der Abhängigkeit des gesamten Widerstands wird im Rahmen dieser Arbeit verzichtet, um sich auf die analytische Beschreibung des Einflusses auf das Bestimmungsverfahren zu beschränken.

Durch die Matrizendarstellung der komplexen Gleichung können die einzelnen Komponenten des Gleichungssystems dargestellt werden.

$$\begin{bmatrix} U_h \cos((\omega_h - \omega)t) \\ U_h \sin((\omega_h - \omega)t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d & 0 \\ 0 & R_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{hd} \\ i_{hq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\sigma d} & 0 \\ 0 & L_{\sigma q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{hd}}{dt} \\ \frac{di_{hq}}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Die Multiplikation der Matrizen ergibt die zwei Differentialgleichungen, die das Verhalten der Maschine bei hochfrequentem Testsignal beschreiben.

$$U_h \cos((\omega_h - \omega)t) = R_d i_{hd} + L_{\sigma d} \frac{di_{hd}}{dt} \quad (4.36-a)$$

$$U_h \sin((\omega_h - \omega)t) = R_q i_{hq} + L_{\sigma q} \frac{di_{hq}}{dt} \quad (4.36-b)$$

Die Lösung dieser zwei Differentialgleichungen mit den Anfangsbedingungen $i_{hd}(0) = 0$

und $i_{hq}(0) = 0$ ergibt:

$$i_{hd} = \frac{U_h}{R_d^2 + (\omega_h - \omega)^2 L_{\sigma d}^2} \left[-R_d e^{-\frac{t}{\tau_{\sigma d}}} + R_d \cos((\omega_h - \omega)t) + (\omega_h - \omega)L_{\sigma d} \sin((\omega_h - \omega)t) \right] \quad (4.37-a)$$

$$i_{hq} = \frac{U_h}{R_q^2 + (\omega_h - \omega)^2 L_{\sigma q}^2} \left[(\omega_h - \omega)L_{\sigma q} e^{-\frac{t}{\tau_{\sigma q}}} + R_q \sin((\omega_h - \omega)t) - (\omega_h - \omega)L_{\sigma q} \cos((\omega_h - \omega)t) \right] \quad (4.37-b)$$

Die Gleichungen der hochfrequenten Stromkomponenten im stationär Zustand sind dann:

$$i_{hd} = \frac{U_h}{R_d^2 + (\omega_h - \omega)^2 L_{\sigma d}^2} \left[R_d \cos((\omega_h - \omega)t) + (\omega_h - \omega)L_{\sigma d} \sin((\omega_h - \omega)t) \right] \quad (4.38-a)$$

$$i_{hq} = \frac{U_h}{R_q^2 + (\omega_h - \omega)^2 L_{\sigma q}^2} \left[R_q \sin((\omega_h - \omega)t) - (\omega_h - \omega)L_{\sigma q} \cos((\omega_h - \omega)t) \right] \quad (4.38-b)$$

Durch die Einführung der Zeitkonstanten der d- und q-Übertragungswege:

$$\tau_{\sigma d} = \frac{L_{\sigma d}}{R_d} \quad \text{und} \quad \tau_{\sigma q} = \frac{L_{\sigma q}}{R_q}$$

ergeben sich die hochfrequente Stromkomponenten als:

$$i_{hd} = \frac{U_h}{R_d} \cdot \frac{1}{1 + (\omega_h - \omega)^2 \tau_{\sigma d}^2} \left[\cos((\omega_h - \omega)t) + (\omega_h - \omega)\tau_{\sigma d} \sin((\omega_h - \omega)t) \right] \quad (4.39-a)$$

$$i_{hq} = \frac{U_h}{R_q} \cdot \frac{1}{1 + (\omega_h - \omega)^2 \tau_{\sigma q}^2} \left[\sin((\omega_h - \omega)t) - (\omega_h - \omega)\tau_{\sigma q} \cos((\omega_h - \omega)t) \right] \quad (4.39-b)$$

An dieser Stelle soll nun die Darstellung mit komplexen Exponentialfunktionen für die einzelnen Komponenten angewendet werden, um die Wirkungsweise des Modells auf

das Trägersignal zu erläutern. Durch die entsprechende Umformung ergeben sich die folgenden Gleichungen:

$$i_{hd} = \frac{U_h}{2R_d} \left[\frac{1 - j(\omega_h - \omega)\tau_{\sigma d}}{1 + (\omega_h - \omega)^2\tau_{\sigma d}^2} e^{j(\omega_h - \omega)t} + \frac{1 + j(\omega_h - \omega)\tau_{\sigma d}}{1 + (\omega_h - \omega)^2\tau_{\sigma d}^2} e^{-j(\omega_h - \omega)t} \right] \quad (4.40-a)$$

$$i_{hq} = -j \frac{U_h}{2R_q} \left[\frac{1 - j(\omega_h - \omega)\tau_{\sigma q}}{1 + (\omega_h - \omega)^2\tau_{\sigma q}^2} e^{j(\omega_h - \omega)t} - \frac{1 + j(\omega_h - \omega)\tau_{\sigma q}}{1 + (\omega_h - \omega)^2\tau_{\sigma q}^2} e^{-j(\omega_h - \omega)t} \right], \quad (4.40-b)$$

wobei die komplexen Faktoren jedes Raumzeigers in der Exponentialform dargestellt werden können.

$$\begin{aligned} \frac{1 - j(\omega_h - \omega)\tau_{\sigma d}}{1 + (\omega_h - \omega)^2\tau_{\sigma d}^2} &= B_1 e^{-j\phi_1} & \frac{1 + j(\omega_h - \omega)\tau_{\sigma d}}{1 + (\omega_h - \omega)^2\tau_{\sigma d}^2} &= B_1 e^{j\phi_1} \\ \frac{1 - j(\omega_h - \omega)\tau_{\sigma q}}{1 + (\omega_h - \omega)^2\tau_{\sigma q}^2} &= B_2 e^{-j\phi_2} & \frac{1 + j(\omega_h - \omega)\tau_{\sigma q}}{1 + (\omega_h - \omega)^2\tau_{\sigma q}^2} &= B_2 e^{j\phi_2} \end{aligned}$$

mit

$$\begin{aligned} B_1 &= \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_h - \omega)^2\tau_{\sigma d}^2}} & B_2 &= \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_h - \omega)^2\tau_{\sigma q}^2}} \\ \phi_1 &= \arctan((\omega_h - \omega)\tau_{\sigma d}) & \phi_2 &= \arctan((\omega_h - \omega)\tau_{\sigma q}) \end{aligned} \quad (4.41)$$

Damit ergeben sich die Gleichungen der resultierenden Stromkomponenten als die Summe zweier sich entgegengesetzt drehender Raumvektoren (Gln. (4.42-a) und (4.42-b)). Zu bemerken ist, dass die Phasenverschiebungen der Raumvektoren der d- und q-Komponente unterschiedlich sind.

$$i_{hd} = \frac{U_h}{2R_d} \left[B_1 e^{j(\omega_h t - \omega t - \phi_1)} + B_1 e^{-j(\omega_h t - \omega t - \phi_1)} \right] \quad (4.42-a)$$

$$i_{hq} = -j \frac{U_h}{2R_q} \left[B_2 e^{j(\omega_h t - \omega t - \phi_2)} - B_2 e^{-j(\omega_h t - \omega t - \phi_2)} \right] \quad (4.42-b)$$

Der hochfrequente Stromraumzeiger im Rotorkoordinatensystem ergibt sich als:

$$\begin{aligned} \underline{i}_h^r &= i_{hd} + j i_{hq} \\ \underline{i}_h^r &= \frac{U_h}{2R_d} \left[B_1 e^{j(\omega_h t - \omega t - \phi_1)} + B_1 e^{-j(\omega_h t - \omega t - \phi_1)} \right] + \\ &\quad \frac{U_h}{2R_q} \left[B_2 e^{j(\omega_h t - \omega t - \phi_2)} - B_2 e^{-j(\omega_h t - \omega t - \phi_2)} \right] \end{aligned} \quad (4.43)$$

Die Vektordrehung in das statorfeste Statorkoordinatensystem ergibt die endgültige Gleichung des hochfrequenten Stromraumzeigers:

$$\begin{aligned} \underline{i}_h^s &= \frac{U_h}{2R_d} \left[B_1 e^{j(\omega_h t - \phi_1)} + B_1 e^{j(2\omega t - \omega_h t + \phi_1)} \right] + \\ &\quad \frac{U_h}{2R_q} \left[B_2 e^{j(\omega_h t - \phi_2)} - B_2 e^{j(2\omega t - \omega_h t + \phi_2)} \right] \end{aligned} \quad (4.44)$$

In dieser Gleichung ist zu erkennen, dass der Stromraumzeiger aus der Summe von zwei Mit- und zwei Gegensystemen resultiert, die jeweils unterschiedliche Phasenverschiebungen aufweisen. Das stellt einen großen Unterschied zur Gl. (4.24) dar. Die Information über den Rotorwinkel versteckt sich wieder in der Phasenverschiebung der zwei Gegensysteme. Zur Gewinnung dieser Information muss das in Abs. 4.2.2 vorgestellte Demodulationsverfahren eingesetzt werden.

4.2.3.3 Einfluss auf die Demodulation

Die im vorherigen Abschnitt hergeleitete analytische Gleichung des hochfrequenten Stromraumzeigers wird als Startpunkt des Demodulationsverfahrens genommen. Die Darstellung der Gl. (4.44) in einem mit dem Testsignal synchron umlaufenden Koordinatensystem ergibt die folgende Gleichung:

$$\begin{aligned} \underline{i}_h^p &= \frac{U_h}{2R_d} \left[B_1 e^{-j\phi_1} + B_1 e^{j(2\omega t - 2\omega_h t + \phi_1)} \right] + \\ &\quad \frac{U_h}{2R_q} \left[B_2 e^{-j\phi_2} - B_2 e^{j(2\omega t - 2\omega_h t + \phi_2)} \right] \end{aligned}$$

Mittels des Hochpassfilters (s. Abb. 4.8) wird der Gleichanteil dieser Gleichung herausgefiltert, während die Komponenten des Gegensystems durchgelassen werden. Die

resultierende Gleichung der bleibenden Komponenten lautet:

$$\underline{i}_{hn}^p = \frac{U_h}{2R_d} B_1 e^{j(2\omega t - 2\omega_h t + \phi_1)} - \frac{U_h}{2R_q} B_2 e^{j(2\omega t - 2\omega_h t + \phi_2)}$$

Die Vektordrehung dieses Raumzeigers mit dem Winkel $2\omega_h t$ ergibt die Stromkomponente, welche die Position des Rotors in dem statorfesten Koordinatensystem widerspiegelt.

$$\underline{i}_{pos}^s = \underline{i}_{hn}^s = \frac{U_h}{2R_d} B_1 e^{j\phi_1} e^{j2\omega t} - \frac{U_h}{2R_q} B_2 e^{j\phi_2} e^{j2\omega t}$$

Die Umformung dieser Gleichung ergibt die Multiplikation eines Raumzeigers mit der Phase $2\omega t$ mit die Differenz zweier komplexer in Exponentialform dargestellter Summanden:

$$\underline{i}_{pos}^s = \frac{U_h}{2} \left[A_1 e^{j\phi_1} - A_2 e^{j\phi_2} \right] e^{j2\omega t}$$

mit

$$A_1 = \frac{B_1}{R_d} = \frac{1}{\sqrt{R_d^2 + (\omega_h - \omega)^2 L_{\sigma d}^2}} \quad A_2 = \frac{B_2}{R_q} = \frac{1}{\sqrt{R_q^2 + (\omega_h - \omega)^2 L_{\sigma q}^2}} \quad (4.45)$$

Um diese Differenz darstellen zu können, muss die kartesische Form der komplexen Zahlen angewendet werden. Das Ergebnis ist eine komplexe Zahl, die wiederum in der Exponentialform dargestellt werden kann.

$$Z = (A_1 \cos \phi_1 - A_2 \cos \phi_2) + j (A_1 \sin \phi_1 - A_2 \sin \phi_2) = A e^{j\varphi}$$

mit

$$A = \sqrt{(A_1 \cos \phi_1 - A_2 \cos \phi_2)^2 + (A_1 \sin \phi_1 - A_2 \sin \phi_2)^2} \quad (4.46)$$

$$\varphi = \arctan \left(\frac{A_1 \sin \phi_1 - A_2 \sin \phi_2}{A_1 \cos \phi_1 - A_2 \cos \phi_2} \right) \quad (4.47)$$

Durch den Ersatz der Faktoren aus Gl. (4.41) und (4.45) in Gl. (4.46) und (4.47) und die entsprechende Vereinfachung ergeben sich folgende Gleichungen für Betrag und Phase

des komplexen Faktors Z .

$$A = \frac{\sqrt{(R_d - R_q)^2 + ((\omega_h - \omega) L_{\sigma d} - (\omega_h - \omega) L_{\sigma q})^2}}{\sqrt{R_d^2 + ((\omega_h - \omega) L_{\sigma d})^2} \sqrt{R_q^2 + ((\omega_h - \omega) L_{\sigma q})^2}} \quad (4.48)$$

$$\varphi = \arctan \left(\frac{\frac{(\omega_h - \omega) L_{\sigma d}}{R_d^2 + ((\omega_h - \omega) L_{\sigma d})^2} - \frac{(\omega_h - \omega) L_{\sigma q}}{R_q^2 + ((\omega_h - \omega) L_{\sigma q})^2}}{\frac{R_d}{R_d^2 + ((\omega_h - \omega) L_{\sigma d})^2} - \frac{R_q}{R_q^2 + ((\omega_h - \omega) L_{\sigma q})^2}} \right) \quad (4.49)$$

Die endgültige Gleichung der aus dem Demodulationsverfahren resultierenden Positionssignale ist unter der Beachtung des gesamten hochfrequenten Modells gleich:

$$\underline{i}_{pos}^s = \frac{U_h}{2} A e^{j(2\omega t + \varphi)} \quad (4.50)$$

Die Amplitude sowie die Phase der Signale sind von den eingefügten Parametern abhängig. Die Größe der Phasenverschiebung φ kann dann nur durch die Messung der für das Testsignal wirkenden Parameter ermittelt werden, da sich keine einfache Gleichung für ihre Beschreibung ergibt.

Simulationen wurden gemacht, bei denen die Parameter des hochfrequenten Maschinenmodells geändert wurden, um die Verläufe der hochfrequenten Stromkomponenten an die gemessenen Verläufe anzunähern. Daraus ergaben sich die folgenden Werte der Modellparameter:

$$R_d = 33\Omega; \quad R_q = 14,5\Omega; \quad L_{\sigma d} = 18,7\text{mH}; \quad L_{\sigma q} = 20,7\text{mH}$$

Mit diesen Werten wurden in der Simulation die gleichen Verläufe wie im Experiment erzielt.

Ersetzt man die Werte aus der Simulation in Gl. (4.49), so ergibt sich der Winkel zu $\varphi = 12,26^\circ$, was einen deutlichen Unterschied zu dem in Abs. 4.2.2 ermittelten theoretischen Wert von $\frac{\pi}{2} \hat{=} 90^\circ$ darstellt. Andererseits ergibt sich diese theoretische Phasenverschiebung aus der Gleichung nur für den Fall, dass die Beziehungen:

$$R_d \ll (\omega_h - \omega) L_{\sigma d} \quad \text{bzw.} \quad R_q \ll (\omega_h - \omega) L_{\sigma q}$$

gültig sind.

Die Simulation der Bestimmung mit den zu den Messungen angenäherten Signalen ergibt einen Winkel, der fast gleich 2γ ist. Das bestätigt das Ergebnis der Gl. (4.49) mit

den sich ergebenden Parametern, da eine kleine Phasenverschiebung berechnet wurde. Diese Phasenverschiebung bedeutet einen Fehler $\Delta\gamma$ von $6,13^\circ$ im geschätzten Rotorwinkel γ_{hf} . Die Drehmomentabweichung, die sich infolge einer fehlerbehafteten Feldorientierung ergibt, wird als die Kosinusfunktion des Fehlers im zur Koordinatentransformation verwendeten Rotorwinkel charakterisiert. Somit ist mit einer Drehmomentabweichung von weniger als 1% bei dem vorhandenen Winkelfehler zu rechnen. Unter diesen Umständen ist keine Korrektur notwendig, um den tatsächlichen Rotorwinkel zu bekommen. Diese Tatsache wird später im Abs. 6.1.1 experimentell nachgewiesen, da das Bestimmungsverfahren näherungsweise den korrekten Rotorwinkel liefert, ohne die Korrektur von irgendwelcher Phasenverschiebung durchführen zu müssen.

5 Praktische Umsetzung der sensorlosen Regelung

Die sensorlose Regelung mit den zwei vorgestellten Methoden zur Bestimmung der Rotorlage wird im folgenden praktisch umgesetzt. Da diese Arbeit sich an einer kostengünstigen Lösung für die feldorientierte Regelung der permanentenregten Synchronmaschine orientiert, ist dies mittels Komponenten umzusetzen, die einer industriellen Anwendung möglichst nahe sind. Das betrifft die Sensorik zur Erfassung der Messgrößen, so wie den Rechner, der die digitale Bearbeitung der Signale und die Ansteuerung der Leistungsteil übernehmen muß. Im folgenden wird beschrieben, wie und mit welchen Bausteinen die sensorlose Regelung realisiert wurde. Dazu werden die Maßnahmen beschrieben, die zur Beseitigung der verschiedenen Probleme bei der praktischen Umsetzung beitragen.

5.1 Experimenteller Aufbau

Das Experimentiersystem (Abb. 5.1) basiert auf einem kommerziell erhältlichen Umrichter mit einer Nennleistung von $1,5\text{kW}$. Die Leistungsteil besteht aus einem 6-IGBT Power Modul mit integrierten Treiber- und Schutzfunktionen. Die Transistoren im Modul sind mit einem Nennstrom von 15A und einer maximalen Sperrspannung von 600V gekennzeichnet. Die Energieeinspeisung erfolgt durch einen einphasigen Diodengleichrichter, der die Zwischenkreisspannung auf einem Wert von 310V hält. Die Zwischenkreisspannung wird gemessen, um die Vorladeschaltung beim Einschalten des Umrichters anzusteuern. Diese Messung kann außerdem für das Anpassen des Steuergrads des Wechselrichters benutzt werden, um die Auswirkung der Schwankungen in der Netzspannung bzw. in der Zwischenkreisspannung auf die Ausgangsspannung zu kompensieren.

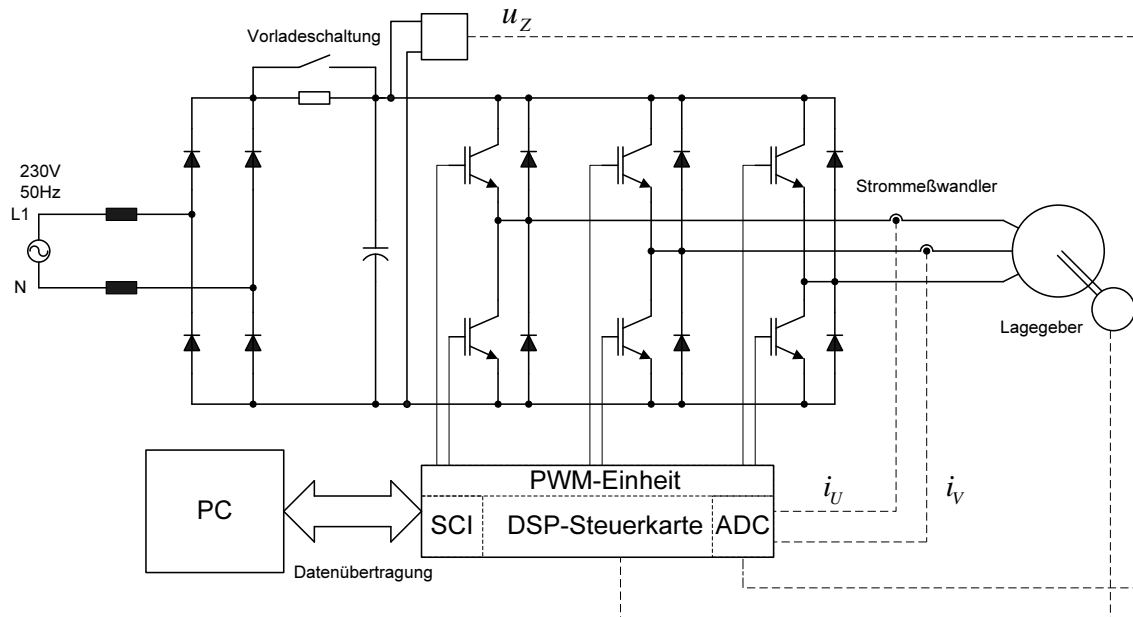


Abbildung 5.1: Versuchsaufbau

Die Steuerteil des Umrichters wurde durch eine angepasste Steuerkarte ersetzt. Kern der Steuerkarte ist ein 16-Bit Festkomma Digital Signalprozessor (Texas Instruments TMS320LF2406) mit einem Taktfrequenz von 40MHz. Dieser Prozessor ist speziell für die Regelung elektrischer Antriebe entwickelt worden und verfügt über spezielle Peripherien, die diese Anwendung unterstützen. Zur Umsetzung der Messsignale kommt der interne 10-Bit-Analog-Digital-Wandler des Prozessors zum Einsatz. Die Generierung der Schaltsignale für das IGBT-Leistungsmodul erfolgt ebenfalls durch eine prozessorinterne PWM-Einheit. Zum Zweck des Datenaustausches zwischen dem DSP und einem PC wird eine Kommunikation über die asynchrone serielle Schnittstelle hergestellt. Mittels eines Monitorprogramms im PC ist es dann möglich, den Zustand der Variablen im DSP-Programm in Echtzeit anzuzeigen, Werte von Variablen zu verändern oder den zeitlichen Verlauf von bis zu vier Variablen gleichzeitig mit einstellbarer Abtastfrequenz aufzuzeichnen. Das Laden des Programms erfolgt auch über die serielle Schnittstelle und wird in den internen Flash-Speicher des Prozessors geschrieben. Somit benötigt dieser DSP keinen zusätzlichen Schaltkreis für den Betrieb, und deswegen stellt er eine kompakte und kostengünstige Variante für den Einsatz in industriellen Anwendungen dar.

5.1.1 Winkelerfassung

Die Rotorlage wird mittels eines optischen Inkrementalgebers mit 1024 Impulsen pro Umdrehung erfasst. Die Gebersignale werden direkt zum DSP geführt, wo eine interne Logik die Impulse in Abhängigkeit von der Drehrichtung zählt. Sie arbeitet nach dem Prinzip der Vierfachauswertung, so dass bis zu 4096 Rotorpositionen unterschieden werden können. Diese Messung wird ausschließlich als Referenzsignal für den Vergleich mit dem geschätzten Winkel genutzt.

5.1.2 Stromerfassung

Bei der Beschreibung des Bestimmungsverfahrens mit dem eingepägten Testsignal (Abs. 2.3.2.2) wurde erläutert, dass diese Methode auf der Auswertung der Amplitudenänderung der hochfrequenten Stromkomponente basiert. Daher spielt die korrekte und saubere Stromerfassung eine wichtige Rolle für die Genauigkeit und die Leistungsfähigkeit der Winkelbestimmung mit dieser Methode. Das stellt neue Anforderungen an die Hardware zur Stromerfassung, insbesondere bezüglich ihrer Bandbreite und ihrer Auflösung. Da die Hardware durch die Anwendung eines industriellen Umrichters bei dieser Arbeit vom Anfang an festliegt, ist die Entwicklung eines neuen Messsystems nicht möglich. Trotzdem ist es von Interesse, die Eigenschaften der vorhandenen Hardware und ihre mögliche Auswirkungen auf das Testsignal zu analysieren.

Der Strom in zwei Phasen der Maschine wird mittels auf dem Hall-Effekt basierender Stromwandler gemessen. Diese Sensoren weisen eine für die Erfassung der hochfrequenten Stromkomponente ausreichende Bandbreite von 200kHz auf. Die Auflösung ist aber mit einem Wert von $\pm 24\text{mA}$ (0,3% des Nennstromes des Sensors (=8A effektiv)) ein kritischer Punkt, da die Amplitude der hochfrequenten Stromkomponente so klein wie möglich sein soll. Bei einer Amplitude des Testsignals von 250mA bedeutet diese Messungenauigkeit eine Abweichung von ca. 10%, was in der Tat signifikant im Vergleich mit der durch die Anisotropie der Maschine verursachte Amplitudenänderung sein kann. Als Auswirkungen davon sind Abweichungen und Ungenauigkeiten bei der Winkelbestimmung zu erwarten.

Die hochfrequenten Stromkomponenten, deren Frequenz höher als die Frequenz des Testsignal ist, werden mittels eines analogen Tiefpassfilters mit einer Zeitkonstante von $4,75\mu\text{s}$ herausgefiltert, um Aliasing-Effekte bei der Abtastung zu vermeiden. Die gefilterten Signale werden direkt an die analoge Eingänge des DSPs geführt und dort

in digitale Größen umgewandelt. Es wird keine zusätzliche analoge Aufbereitung des Testsignals realisiert, wie das in [28, 41] der Fall ist. Damit sind die Bedingungen für die Auswertung des Testsignals kritischer, weil es mit der gleichen Auflösung wie bei dem Grundschwingungsstrom gewandelt wird. Diese Auflösung ergibt sich bei einem maximal meßbaren Strom von 9,06A und bei der Messung mit dem im DSP integrierten 10-Bit AD-Wandler gleich 17,7mA. Dieser Wert ist genau so kritisch für die Auswertung der Amplitudenänderung der hochfrequenten Stromkomponente, da diese ungefähr in diesem Bereich liegen kann (s. Abb.4.10). Somit sind wieder Ungenauigkeiten und Abweichungen bei der Winkelbestimmung zu erwarten.

Aus den vorherigen Punkten ist zu erkennen, dass die Bedingungen für die Umsetzung der Winkelschätzung mittels des Testsignals aufgrund der vorhandenen Hardware zur Stromerfassung nicht optimal sind. Trotzdem wird in Rahmen dieser Arbeit nachgewiesen, dass der geschätzte Winkel für die feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine benutzt werden kann.

5.1.3 Frequenz des Testsignals

Bei der Auswahl der Frequenz des Testsignals müssen die folgenden Punkte beachtet werden [45]:

- Die Frequenz muss mindestens eine Dekade höher als die Grenzfrequenzen der im hochfrequenten Maschinenmodell vorhandenen Verzögerungsglieder liegen (s. Abs. 4.1.1).
- Je höher die Frequenz, desto kleiner sind die Drehzahlpendelungen (in Form der Vibration des Rotors), die infolge der eingepprägten Drehmomentenharmonischen entstehen.
- Die Frequenz muss mittels der begrenzten Pulsfrequenz des Wechselrichters mit einer ausreichenden Auflösung einprägbar sein.

Alle dieser Bedingungen sind für Frequenzen im Bereich von 500 bis 1500Hz (bei einer Pulsfrequenz von 10kHz) prinzipiell erfüllt. Eine Frequenz von 1000Hz wurde als guter Kompromiss zwischen ausreichend kleinen Drehzahlpendelungen und hoher Auflösung gewählt. Diese Frequenz ist für den Menschen akustisch störend und stellt deswegen eine Einschränkung für den Einsatz eines solchen Antriebes in Anwendungen mit höheren Anforderungen an die Geräuschemission dar.

5.1.4 PWM-Verfahren und digitale Implementierung des Testsignals

Der intern im DSP vorhandene Pulsweitenmodulator wird für die Generierung der IGBT-Ansteuersignale verwendet. Er besteht aus einem Timer (Timer 1) und drei Vergleichszellen (CMPRx mit $x=1,2,3$), die ständig mit dem Timer 1 zur Steuerung der sechs PWM-Signale verglichen werden. Verriegelungszeit- und Schutzfunktionen sind ebenfalls in dieser Peripherie vorhanden. Der Interrupt, mit dem der Algorithmus zur Modulation und Erfassung des Testsignals gestartet wird, wird zweimal pro Pulsperiode ausgelöst. Somit ist die Abtastzeit T der digitalen Algorithmen gleich die Hälfte der Pulsperiode T_{puls} , wie in Abb. 5.2-a zu sehen ist. Das ist aufgrund des geringen Abstands zwischen der Frequenz des Testsignals (1000Hz) und der Pulsfrequenz (10kHz) unbedingt notwendig, um eine höhere Genauigkeit bei der Testsignaleinprägung zu erzielen (20 Werte pro Testsignalperiode).

Zur Generierung des Testsignals wird der Winkel φ_h' mittels diskreter Integration der Frequenz f_h' ausgerechnet. Die hochfrequenten Phasenspannungen ergeben sich als Kosinusfunktionen dieses Winkels, wie es in der Abbildung für den Fall der Phasenspannung der Phase R u_R' gezeigt wird. Die neuen Werte des Winkels und der Spannung werden am Ende des Interruptprogramms berechnet und aktualisiert.

Aus der Spannung werden die Werte der Speicherzellen (CMPRx) erzeugt, die das Tastverhältnis der PWM-Signale durch ihren Vergleich mit dem Timer 1 bestimmen. Es ist wichtig zu sagen, dass die neuen Vergleichswerte erst wirksam werden, wenn der Timer 1 den Periodenwert T1PR oder den Wert Null erreicht. Der tatsächliche Schaltzeitpunkt erfolgt erst bei der Gleichheit des Timers 1 mit dem Wert der Vergleichszelle und deswegen ist er von der eingestellten Spannungsamplitude bzw. dem Aussteuerungsgrad abhängig. Im Durchschnitt beträgt die Zeit von der Generierung des neuen Spannungswert bis zur Wirkung auf den Strom eine halbe Abtastzeit.

Der Strom wird gleichzeitig mit der Aktualisierung der Vergleichszellen abgetastet, wie es in Abb. 5.2-b gezeigt wird. In diesem Zeitpunkt ist ein Spannungswert wirksam, der in der vorherigen Abtastperiode ausgegeben wurde. Aus diesem Grund entsteht eine zusätzliche Verzögerung für den gemessenen Strom im Bezug auf die modulierte Spannung. Diese Verzögerung ist gleich eine Abtastperiode und entspricht einer Winkeländerung von

$$\Delta\varphi = \omega_h \cdot T_{ab} = 18^\circ \quad (5.1)$$

bei einer Frequenz des Testsignals von 1000Hz und einer Abtastzeit $T = 50\mu s$.

5.1.5 Laufzeitkompensation

Bei dem im Abs. 4.2.2 vorgestellten Bestimmungsverfahren wird ein quasikontinuierliches Verhalten zur Einprägung des Testsignals vorausgesetzt. Bei der digitalen Implementierung des Demodulationsverfahrens mit einer endlichen Abtastfrequenz ist der Verzögerungseffekt durch die Laufzeiten zu betrachten.

Beim angewendeten Demodulationsverfahren (Abb. 4.8) werden die hochfrequenten Komponenten des Stroms in ein mit dem Testsignal synchron umlaufendes Koordinatensystem gedreht. Zur Koordinatentransformation dient der Spannungswinkel φ_h' . Aufgrund der im vorherigen Abschnitt angedeuteten zusätzlichen Verzögerung ergibt sich ein Phasenunterschied zwischen der modulierten Spannung und dem abgetasteten Strom, der größer als der bei rein induktiver Last (theoretisch 90°) ist. Dadurch wird die Bestimmung des Rotorwinkels beeinflusst, da jede zusätzliche Phasenverschiebung in den hochfrequenten Stromkomponenten einen Fehler in dem geschätzten Winkel verursacht. Eine Kompensation des Fehlers lässt sich durch die Berechnung des Transformationswinkels:

$$\varphi'_{h_{VD}} = \varphi_h' - \Delta\varphi' \quad (5.2)$$

erreichen. Damit wird die zusätzliche Phasenverschiebung aufgrund der diskreten Modulation und der Abtastung des hochfrequenten Testsignals abgezogen.

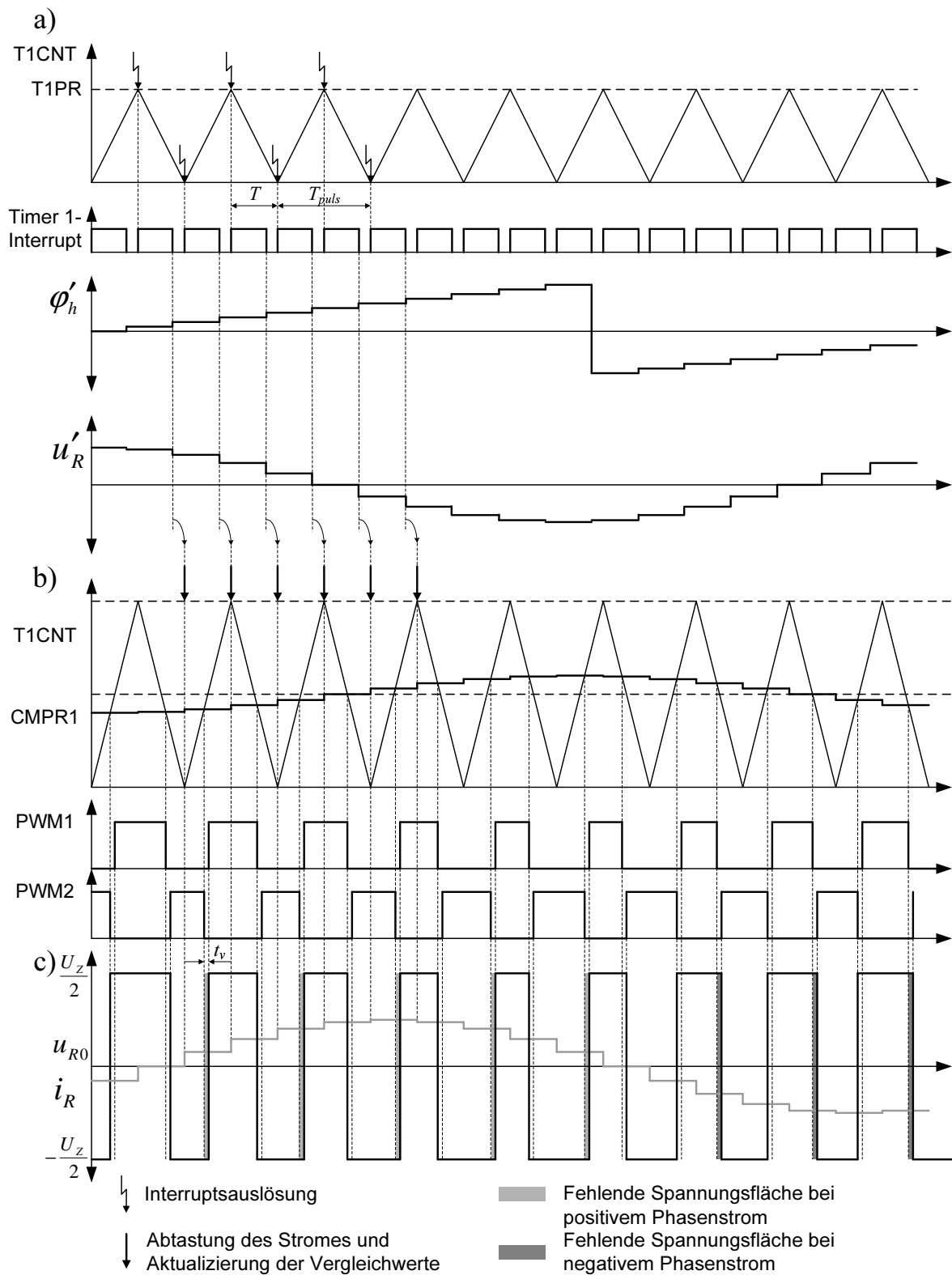


Abbildung 5.2: Digitale Implementierung der Modulation und Erfassung des Testsignals

5.2 Besonderheiten bei der Rotorwinkelbestimmung mit dem Testsignal

5.2.1 Digitaler Bandpassfilter

Der Bandpassfilter in Abb. 4.8 ist ein sehr wichtiger Bestandteil für die Bestimmung des Rotorwinkels mittels eines Trägersignals. Er dient dazu, den Grundswingungsstrom sowie alle anderen Komponenten aufgrund der Pulsfrequenz herauszufiltern. Damit können die als Ausgangssignale unveränderten Komponenten des Testsignals für das in Abs. 4.2.2 vorgestellte Demodulationsverfahren angewendet werden. Wie in Abs. 4.2.3.1 vorgestellt wurde, ist die Genauigkeit der Rotorwinkelbestimmung von der Phase der hochfrequenten Ströme abhängig. Es wurde nachgewiesen, dass jede Phasenverschiebung in diesen Stromkomponenten eine Phasenverschiebung des geschätzten Winkels verursacht. Aus diesem Grund ist eine richtige Auslegung des Bandpassfilter von besonderer Bedeutung, um einen Einfluss auf die hochfrequenten Ströme zu vermeiden.

Die Übertragungsfunktion eines Bandpassfilters kann aus der Übertragungsfunktion eines Tiefpassfilters durch die Anwendung der Tiefpass-Bandpass-Transformation gewonnen werden. Die Vorschrift dieser Transformation lautet:

$$p \Rightarrow \frac{p^2 + \omega_m^2}{2p} \quad (5.3)$$

Aus einem Tiefpassfilter 1. Ordnung mit Zeitkonstante T_1 :

$$G_{TP} = \frac{1}{T_1 p + 1} \quad (5.4)$$

und durch die Anwendung der Gl. (5.3) ergibt sich folgende Übertragungsfunktion des Bandpassfilters:

$$\begin{aligned} G_{BP} &= \frac{1}{T_1 \left(\frac{p^2 + \omega_m^2}{2p} \right) + 1} \\ &= \frac{\frac{2}{T_1} p}{p^2 + \frac{2}{T_1} p + \omega_m^2} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Die zwei einzustellenden Parameter des Bandpassfilters sind die Mittenfrequenz ω_m und die Bandbreite BW . Der zweite Parameter wird durch die Zeitkonstante des PT1-Gliedes wie folgt bestimmt:

$$BW = \frac{2}{T_1} \quad (5.6)$$

Die Bedeutung der richtigen Auslegung der Bandbreite wird in der folgende Diskussion erläutert. Anfangspunkt ist die Gleichung des hochfrequenten Stromraumzeigers (Gl. (4.26)), wobei die komplexen Exponentialfunktionen ersetzt worden sind:

$$\begin{aligned} \underline{i}_h^s = & \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \left[(L_{\sigma d} + L_{\sigma q}) \left(\cos\left(\omega_h t - \frac{\pi}{2}\right) + j \sin\left(\omega_h t - \frac{\pi}{2}\right) \right) + \right. \\ & \left. + (L_{\sigma q} - L_{\sigma d}) \left(\cos\left(2\omega t - \omega_h t + \frac{\pi}{2}\right) + j \sin\left(2\omega t - \omega_h t + \frac{\pi}{2}\right) \right) \right] \end{aligned}$$

An dieser Stelle soll der komplexe Stromraumzeiger im Real- und Imaginärteil nach:

$$\underline{i}_h^s = i_{h\alpha} + j i_{h\beta}$$

zerlegt werden. Daraus ergeben sich die folgenden Gleichungen:

$$i_{h\alpha} = A_1 \cos\left(\omega_h t - \frac{\pi}{2}\right) + A_2 \cos\left(2\omega t - \omega_h t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.7-a)$$

$$i_{h\beta} = A_1 \sin\left(\omega_h t - \frac{\pi}{2}\right) + A_2 \sin\left(2\omega t - \omega_h t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.7-b)$$

mit:

$$A_1 = \frac{U_h(L_{\sigma d} + L_{\sigma q})}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \quad A_2 = \frac{U_h(L_{\sigma q} - L_{\sigma d})}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}}$$

Der Realteil $i_{h\alpha}$ wird allein weiter betrachtet, um die Frequenzkomponenten des hochfrequenten Stromraumzeigers zu erkennen. Nach den folgenden Berechnungsschritten ergibt sich die Gl. (5.8), die das zweiseitige Frequenzspektrum der α -Komponente des hochfrequenten Stroms beschreibt:

$$\begin{aligned} i_{h\alpha} &= A_1 \sin(\omega_h t) + A_2 (-\sin(2\omega t - \omega_h t)) \\ &= A_1 \left(\frac{e^{j\omega_h t} - e^{-j\omega_h t}}{2j} \right) + A_2 \left(\frac{-e^{j(2\omega - \omega_h)t} + e^{-j(2\omega - \omega_h)t}}{2j} \right) \\ &= A_1 \left(-\frac{j}{2} e^{j\omega_h t} + \frac{j}{2} e^{-j\omega_h t} \right) + A_2 \left(\frac{j}{2} e^{j(-\omega_h + 2\omega)t} - \frac{j}{2} e^{j(\omega_h - 2\omega)t} \right) \end{aligned} \quad (5.8)$$

Dieses zweiseitige Frequenzspektrum ist in Abb. 5.3 dargestellt. Es ist zu sehen, dass eine Komponente mit Frequenz $\omega_h - 2\omega$ zusätzlich zur Testsignalkomponente vorhanden ist. Der Abstand dieser Komponente zum Testsignal ist daher proportional zur zweifachen Rotorwinkelgeschwindigkeit ω . Da diese Komponente für eine fehlerfreie

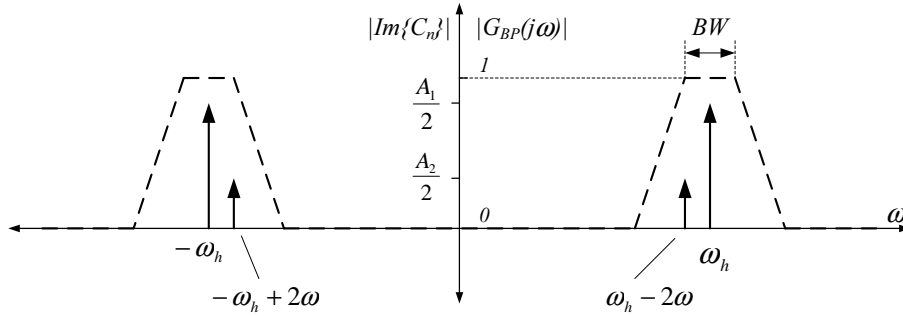


Abbildung 5.3: Frequenzspektrum des Realteils des hochfrequenten Stromraumzeigers

Bestimmung unverändert durchgelassen werden muss, ist die Bandbreite des Bandpassfilters größer als die maximale Rotorwinkelgeschwindigkeit auszulegen. Das führt zur ersten Bedingung für die Auslegung der Bandbreite:

$$BW \geq 4\omega_{max}, \quad (5.9)$$

wenn ein idealer Bandpassfilter mit der Frequenzkennlinie $G_{BP}(j\omega)$ und der Mittenfrequenz $\omega_m = \omega_h$ angenommen wird (s. Abb. 5.3). Die Zeitkonstante T_1 ergibt sich aus Gl. (5.6) zu:

$$T_1 \leq \frac{1}{2\omega_{max}} \quad (5.10)$$

Wird die reale Frequenzkennlinie des Bandpassfilters in Abb. 5.4 beachtet, dann kommen neue Effekte hinzu. Wie im Phasenfrequenzgang sichtbar ist, ist eine Phasenverschiebung aufgrund des Filters vorhanden, wenn die Frequenz des Eingangssignals von der Mittenfrequenz $\omega_m = \omega_h$ abweicht. Das resultiert in einer drehzahlabhängigen Phasenverschiebung für die Komponente mit der Frequenz $\omega_h - 2\omega$ (s. Abb. 5.3). Diese Frequenzkomponente ist der Realteil des in Abs. 4.2.1 vorgestellten Gegensystems. Da der Rotorwinkel aus der Phase des Gegensystems gewonnen wird, wirkt eine Phasenverschiebung dieser Frequenzkomponente unmittelbar auf den geschätzten Winkel.

Wie Abb. 5.4 zeigt, ist die Phasenverschiebung von der Bandbreite des Filters abhängig. Je kleiner die Bandbreite bzw. je größer die Zeitkonstante T_1 ist, desto größer ist die Änderung der Phasenverschiebung mit der Rotorwinkelgeschwindigkeit ω . Es ist zu bemerken, dass die Phasenverschiebung gleich $\pm 45^\circ$ bei den Grenzfrequenzen des Filters ist. Das stellt eine für die Genauigkeit der Bestimmung zu große Phasenverschiebung dar. Aus diesem Grund kann das oben angedeutete Kriterium für die Auslegung der Bandbreite nicht eingesetzt werden.

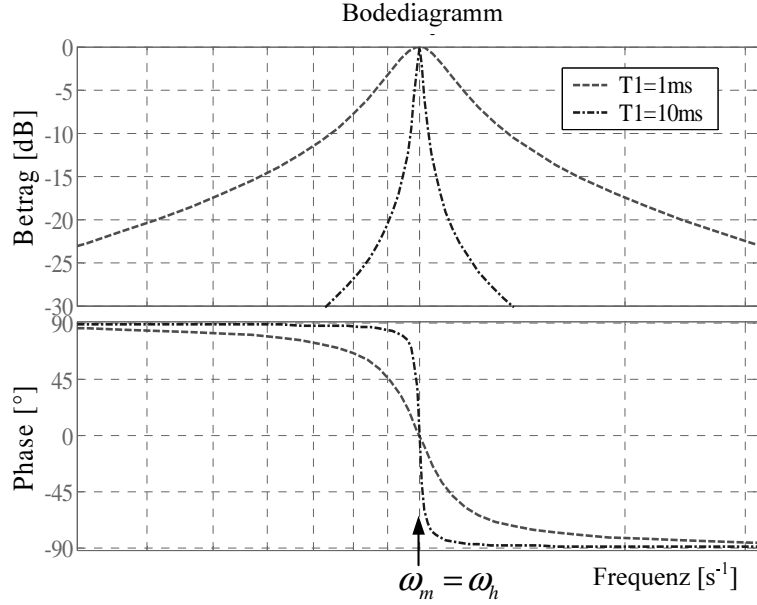


Abbildung 5.4: Bodediagramm des Bandpassfilters mit unterschiedlicher Bandbreite

Ein neues Kriterium ergibt sich, wenn die Bandbreite für eine maximale Phasenverschiebung $\varphi_{BP_{max}}$ bei der maximalen Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_{max} ausgelegt wird. Anhand der Frequenzkennlinie des Filters aus Gl. (5.5):

$$G_{BP}(j\omega) = \frac{j\frac{2}{T_1}\omega}{(\omega_m^2 - \omega^2) + j\frac{2}{T_1}\omega} \quad (5.11)$$

$$= \frac{\left(\frac{2}{T_1}\omega\right)^2}{(\omega_m^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{2}{T_1}\omega\right)^2} + j\frac{\frac{2}{T_1}\omega(\omega_m^2 - \omega^2)}{(\omega_m^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{2}{T_1}\omega\right)^2} \quad (5.12)$$

ergibt sich die Gleichung des Phasenfrequenzgangs als:

$$\varphi_{BP} = \arctan\left(\frac{\omega_m^2 - \omega^2}{\frac{2}{T_1}\omega}\right) \quad (5.13)$$

Die Frequenzen, bei denen die Phasenverschiebung des Filters gleich die maximale Phasenverschiebung $\varphi_{BP_{max}}$ ist, ergeben sich aus Gl. (5.13) als:

$$\omega_1 = \sqrt{\omega_m^2 + \left(\frac{\tan(\varphi_{BP_{max}})}{T_1}\right)^2} - \frac{\tan(\varphi_{BP_{max}})}{T_1}$$

$$\omega_2 = \sqrt{\omega_m^2 + \left(\frac{\tan(\varphi_{BP_{max}})}{T_1}\right)^2} + \frac{\tan(\varphi_{BP_{max}})}{T_1}$$

Mit diesen Frequenzen lässt sich eine neue Bandbreite definieren. Für die Frequenzen innerhalb der Bandbreite ist die Phasenverschiebung kleiner als die maximale Phasenverschiebung. Die neue Bandbreite wird dann berechnet als:

$$BW = \omega_2 - \omega_1 = \frac{2}{T_1} \tan(\varphi_{BP_{max}}) \quad (5.14)$$

Da diese neue Bandbreite die in der Gl. (5.9) dargestellte Bedingung erfüllen muß, ergibt sich das neue Kriterium für die Auslegung der Zeitkonstante T_1 als:

$$T_1 \leq \frac{\tan(\varphi_{BP_{max}})}{2\omega_{max}} \quad (5.15)$$

Die maximale Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_{max} ist die Grenzfrequenz für den Betrieb der Rotorwinkelbestimmung mittels der Testsignaleinprägung. Deswegen kann sie prinzipiell beliebig ausgewählt werden. Es ist aber zu bemerken, dass je höher die Grenzfrequenz ist, desto größer ist die notwendige Bandbreite. Eine große Bandbreite hat den Nachteil einer geringeren Dämpfung aller Störungen in den gemessenen Strömen, die unmittelbar Störungen im geschätzten Winkel verursachen. Aus diesem Grund muß die Grenzfrequenz so klein wie möglich gewählt werden, damit die Bandbreite klein gehalten werden kann.

5.2.1.1 Zeitdiskretisierung der Bandpass-Übertragungsfunktion

In dem vorherigen Abschnitt wurde ein Kriterium für die Auslegung der Parameter der Bandpass-Übertragungsfunktion (Gl. (5.5)) vorgestellt. Es soll an dieser Stelle nun betrachtet werden, welchen Einfluss die Zeitdiskretisierung dieser kontinuierlichen Übertragungsfunktion auf die Eigenschaften des Filters hat.

Es gibt verschiedene Methoden, um eine kontinuierliche Übertragungsfunktion $G(p)$ in eine diskrete Übertragungsfunktion $G(z)$ umzuwandeln. Das Frequenzverhalten der diskreten Übertragungsfunktion weicht vom idealen Verhalten der kontinuierlichen Übertragungsfunktion in Abhängigkeit von der gewählten Methode ab, wie in [46] dargestellt ist. In Rahmen dieser Arbeit werden die Ergebnisse zweier Methoden gegenübergestellt, um den Effekt eines schlechten Algorithmus darzustellen.

Die erste Methode zur Diskretisierung basiert auf die Verwendung eines Halteglieds nullter Ordnung, für das die folgende diskrete Übertragungsfunktion gilt:

$$G(z) = \frac{z-1}{z} \mathcal{Z} \left\{ \frac{G(p)}{p} \right\} \quad (5.16)$$

Der Ersatz der Übertragungsfunktion des Bandpassfilters $G_{BP}(p)$ aus Gl. (5.5) führt auf folgende Gleichungen:

$$\begin{aligned} G_{BP}(z) &= \frac{z-1}{z} \mathcal{Z} \left\{ \frac{\frac{2}{T_1} p}{p \left(p^2 + \frac{2}{T_1} p + \omega_m^2 \right)} \right\} \\ &= \frac{z-1}{z} \mathcal{Z} \left\{ \frac{2}{T_1} \frac{1}{p^2 + \frac{2}{T_1} p + \omega_m^2} \right\} \\ &= \frac{z-1}{z} \mathcal{Z} \left\{ \frac{2}{T_1} \frac{1}{\left(p + \frac{1}{T_1} \right)^2 + \left(\sqrt{\omega_m^2 - \frac{1}{T_1^2}} \right)^2} \right\} \end{aligned}$$

Die z-Transformation dieser entstehenden gebrochenen rationalen Funktion kann aus der entsprechenden Tabelle in [47] gelesen werden. Es gilt:

$$\frac{\omega}{(p+a)^2 + \omega^2} \longrightarrow \frac{e^{-aT} \sin \omega T z^{-1}}{1 - 2e^{-aT} \cos \omega T z^{-1} + e^{-2aT} z^{-2}},$$

wobei T die Abtastzeit des digitalen Algorithmus bezeichnet. Die diskrete Übertragungsfunktion ergibt sich damit zu:

$$\begin{aligned} G_{BP}(z) &= \frac{z-1}{z} \frac{2}{\omega_0 T_1} \frac{e^{-\frac{T}{T_1}} \sin \omega_0 T z^{-1}}{1 - 2e^{-\frac{T}{T_1}} \cos \omega_0 T z^{-1} + e^{-\frac{2T}{T_1}} z^{-2}} \\ &= \frac{2}{\omega_0 T_1} \frac{e^{-\frac{T}{T_1}} \sin \omega_0 T (z^{-1} - z^{-2})}{1 - 2e^{-\frac{T}{T_1}} \cos \omega_0 T z^{-1} + e^{-\frac{2T}{T_1}} z^{-2}}, \end{aligned} \quad (5.17)$$

wobei

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_m^2 - \frac{1}{T_1^2}}$$

zu ersetzen ist.

In Abb. 5.5-a sind Amplituden- und Phasenfrequenzgang der diskreten Übertragungsfunktion dargestellt. Die Frequenz ist auf die Nyquist-Frequenz ω_{ny} bezogen. Diese Frequenz ist die maximale Frequenz im abzutastenden Signal, bis zu der keine Überlappung des Grundspektrums durch Seitenspektren im abgetasteten Signal auftritt (*aliasing*). Sie ergibt sich entsprechend dem Abtasttheorem als:

$$\omega_{ny} = 2\pi \frac{f_{ab}}{2} = \frac{\pi}{T} \quad (5.18)$$

Zur besseren Veranschaulichung wurde die Mittenfrequenz des Filters gleich $0,1 \omega_{ny}$ gewählt. Es ist zu beobachten, dass der Amplitudenfrequenzgang erst bei Frequenzen

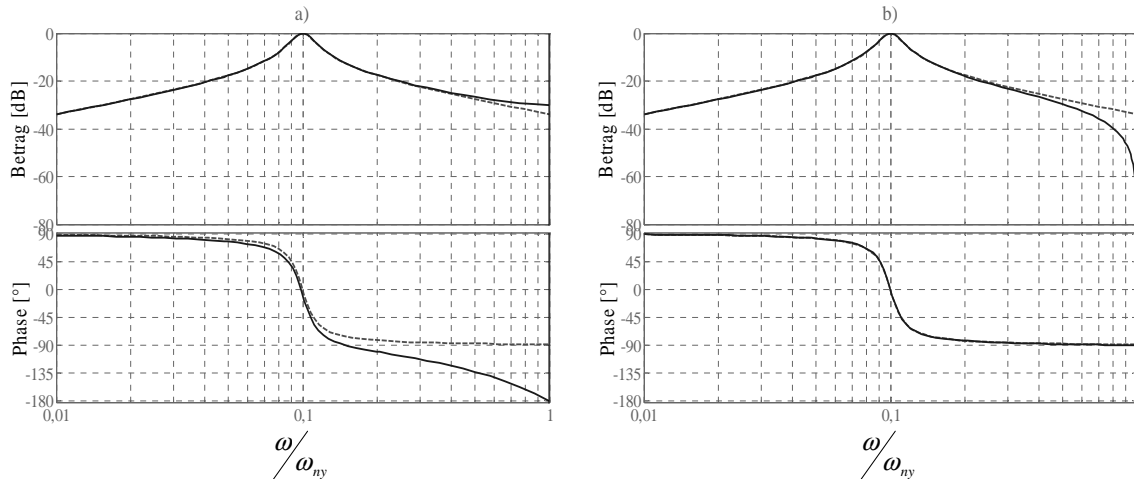


Abbildung 5.5: Frequenzantwort des Bandpassfilters für verschiedene Diskretisierungsmethoden:

a) Halteglied 0. Ordnung, b) Bilineartransformation mit Frequenzanpassung

in der Nähe der Nyquist-Frequenz vom idealen Frequenzgang (gestrichene Linie) abweicht. Der Phasenfrequenzgang zeigt dagegen einen Phasenfehler, der unterschiedlich für die verschiedenen Frequenzen ist. Bei der Mittenfrequenz beträgt der Phasenfehler ungefähr 10° , was als maximale Phasenverschiebung bei der Auslegung des Filters festgelegt wurde. Daraus folgt eindeutig, dass die Anwendung dieser diskreten Übertragungsfunktion zu einer fehlerbehafteten Bestimmung führen wird.

Wie in [46] vorgestellt wird, ergibt sich eine bessere Approximation bei der Zeitdiskretisierung der kontinuierlichen Übertragungsfunktion $G(p)$, wenn die sogenannte Bilineartransformation mit Frequenzanpassung angewendet wird. Diese Transformation gehört zu der Gruppe der numerischen Integrationsmethoden, bei denen die bekannten Rechteck- bzw. Trapezapproximationen zur Aufstellung von Differenzgleichungen aus einer gegebenen Differentialgleichung angewendet werden. Die Bilineartransformation (auch als Tustin-Näherung bezeichnet) ist die Trapezapproximation, bei der die folgende Ersetzung getroffen wird:

$$p \longrightarrow \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (5.19)$$

Durch eine vorherige Frequenzanpassung (*prewarping*) kann die Verzerrung der Übertragungsfunktion beim Übergang vom kontinuierlich in den diskreten Bereich für eine wählbare Frequenz ω_1 rückgängig gemacht werden. Für diese Frequenz ist dann das Übertragungsverhalten von kontinuierlicher und diskreter Übertragungsfunktion exakt

gleich. Bei der Frequenzanpassung wird folgende Ersetzung getroffen:

$$\frac{p}{\omega_1} \longrightarrow \frac{1}{\tan \frac{\omega_1 T}{2}} \frac{z-1}{z+1} \quad (5.20)$$

Aus Gl. (5.5) ergibt sich die für die Ersetzung entsprechend umgeformte Gleichung als:

$$\begin{aligned} G_{BP}(p) &= \frac{2}{T_1} \frac{p}{p^2 + \frac{2}{T_1} p + \omega_m^2} \\ &= \frac{2}{\omega_m T_1} \frac{\frac{p}{\omega_m}}{\left(\frac{p}{\omega_m}\right)^2 + \frac{2}{\omega_m T_1} \frac{p}{\omega_m} + 1} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Nach der Ersetzung von Gl.(5.20) in Gl. (5.21) und der entsprechenden Umformung ergibt sich die diskrete Übertragungsfunktion des Bandpassfilters als die allgemeine z-Übertragungsfunktion der IIR-Filter 2. Ordnung:

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (5.22)$$

mit Koeffizienten

$$b_0 = \frac{2}{\omega_m T_1} \frac{\tan \frac{\omega_m T}{2}}{1 + \frac{2}{\omega_m T_1} \tan \frac{\omega_m T}{2} + \tan^2 \frac{\omega_m T}{2}} \quad (5.23)$$

$$b_1 = 0 \quad (5.24)$$

$$b_2 = -b_0 \quad (5.25)$$

$$a_1 = -\frac{2 \left(1 - \tan^2 \frac{\omega_m T}{2}\right)}{1 + \frac{2}{\omega_m T_1} \tan \frac{\omega_m T}{2} + \tan^2 \frac{\omega_m T}{2}} \quad (5.26)$$

$$a_2 = \frac{1 - \frac{2}{\omega_m T_1} \tan \frac{\omega_m T}{2} + \tan^2 \frac{\omega_m T}{2}}{1 + \frac{2}{\omega_m T_1} \tan \frac{\omega_m T}{2} + \tan^2 \frac{\omega_m T}{2}} \quad (5.27)$$

Durch Anwendung der Additionstheoreme:

$$1 + \tan^2 \frac{x}{2} = \frac{2 \tan \frac{x}{2}}{\sin x} \quad (5.28)$$

$$1 - \tan^2 \frac{x}{2} = \frac{2 \tan \frac{x}{2}}{\tan x} \quad (5.29)$$

ergeben sich die Koeffizienten in vereinfachter Form:

$$b_0 = \frac{\sin \omega_m T}{\omega_m T_1 + \sin \omega_m T} \quad (5.30)$$

$$b_1 = 0 \quad (5.31)$$

$$b_2 = -b_0 \quad (5.32)$$

$$a_1 = -2 \frac{\omega_m T_1 \cos \omega_m T}{\omega_m T_1 + \sin \omega_m T} \quad (5.33)$$

$$a_2 = \frac{\omega_m T_1 - \sin \omega_m T}{\omega_m T_1 + \sin \omega_m T} \quad (5.34)$$

Der Vergleich dieser Koeffizienten mit den Koeffizienten in Gl. (5.17) zeigt den Unterschied der zwei diskreten Übertragungsfunktionen. Dieser Unterschied ist die Ursache eines unterschiedlichen Übertragungsverhaltens, wie in Abb. 5.5-b zu erkennen ist. Bemerkenswert ist die Tatsache, dass der Phasenfrequenzgang bei der Bilineartransformation mit Frequenzanpassung den idealen Verlauf zeigt. Somit ist die mit dieser Methode sich ergebende diskrete Übertragungsfunktion des Bandpassfilters für den Einsatz im auf Testsignaleinprägung basierenden Bestimmungsverfahren besser geeignet.

5.2.2 Nichtlinearität des Wechselrichters

Die Bestimmung des Rotorwinkels mittels eines Testsignals basiert auf die Einprägung eines rotierenden Spannungsraumzeigers mit konstanter Amplitude. Der resultierende hochfrequente Stromraumzeiger wird in seiner Amplitude von der Maschine moduliert. Die Information über die Rotorlage ist in dieser Amplitudenmodulation enthalten und wird durch ein entsprechendes Demodulationsverfahren gewonnen.

Es ist eindeutig, dass jede Schwankung in der Amplitude der Spannung eine Schwankung im resultierenden Strom verursacht. Diese Schwankung kann in Abhängigkeit von ihrer Form und Frequenz eine Modulation des Stromes erzeugen, die von dem Demodulationsverfahren als Rotorwinkelinformation aufgefasst wird. Das Ganze resultiert in Schwankungen des geschätzten Winkel, die auf die Stabilität der Regelung Einfluss haben. Aus diesem Grund ist es von großer Bedeutung zu untersuchen, wie gleichmäßig der hochfrequente Spannungsraumzeiger generiert werden kann.

Die Einspeisung des hochfrequenten Testsignals erfolgt über den Pulswechselrichter, der für die Umwandlung der Gleichspannung des Zwischenkreises in eine dreiphasige Wechselspannung zuständig ist. Dem hochfrequenten Spannungsraumzeiger \underline{u}'_h wird die Spannung aus der Stromregelung \underline{u}' überlagert und die gesamte Spannung \underline{u}'_{ges} wird zum PWM-Modulator geführt. Der sich daraus ergebende Raumzeiger \underline{u}_k stellt die Schaltzustände des Wechselrichters bei der Pulsweitenmodulation dar, wie in [48] beschrieben wird. Das Ziel der Pulsweitenmodulation ist es, die Schaltzustände des Wechselrichters so zu generieren, dass der Mittelwert der pulsierenden Ausgangsspannung gleich der Referenzspannung ist.

Abb. 5.6 zeigt das Blockschaltbild des gesamten Systems zur Einprägung des Testsignals. Da keine Spannungsmessung vorhanden ist, ist keine Regelung der Amplitude des Testsignals möglich. Das heißt, dass das Trägersignal ungerichtet auf die Maschi-

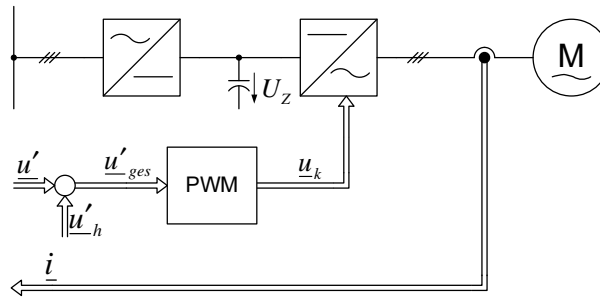


Abbildung 5.6: Blockschaltbild der Testsignaleinprägung

ne geschaltet wird. Somit wirken die nichtlinearen Eigenschaften des Wechselrichters direkt auf das Trägersignal. Da die Amplitude der hochfrequenten Spannung in der Regel klein in Bezug auf die Nennspannung der Maschine ist, wird das Testsignal von den nichtlinearen Effekten des Wechselrichters stark betroffen. Deren Beschreibung und Auswirkung auf das Testsignal ist deswegen von großer Bedeutung.

5.2.2.1 Ursachen der Nichtlinearität

Folgende Effekten führen zu einem nichtlinearen Verhalten des Wechselrichters [49]:

- Effekt der Zweigverriegelungszeit [50, 48].
- Einschalt- und Ausschaltzeit der Transistoren und ihre Differenz [48].
- Spannungsabfall in den Halbleitern [38].
- PWM-Verfahren und Laufzeiten in seiner Implementierung [48].
- Fehler durch die Diskretisierung der Zeit bzw. der Amplitude im PWM-Modulator [50, 48].

Von allen ist es der Effekt der Zweigverriegelungszeit, der am meisten zur Nichtlinearität des Wechselrichters beiträgt. Er ist seit vielen Jahren in der Leistungselektronik bekannt und untersucht worden. Seine Auswirkungen bei Grundschwingungsanregung sind in der Literatur bereits ausreichend beschrieben. Vielfältige Kompensationsmethoden sind entwickelt worden.

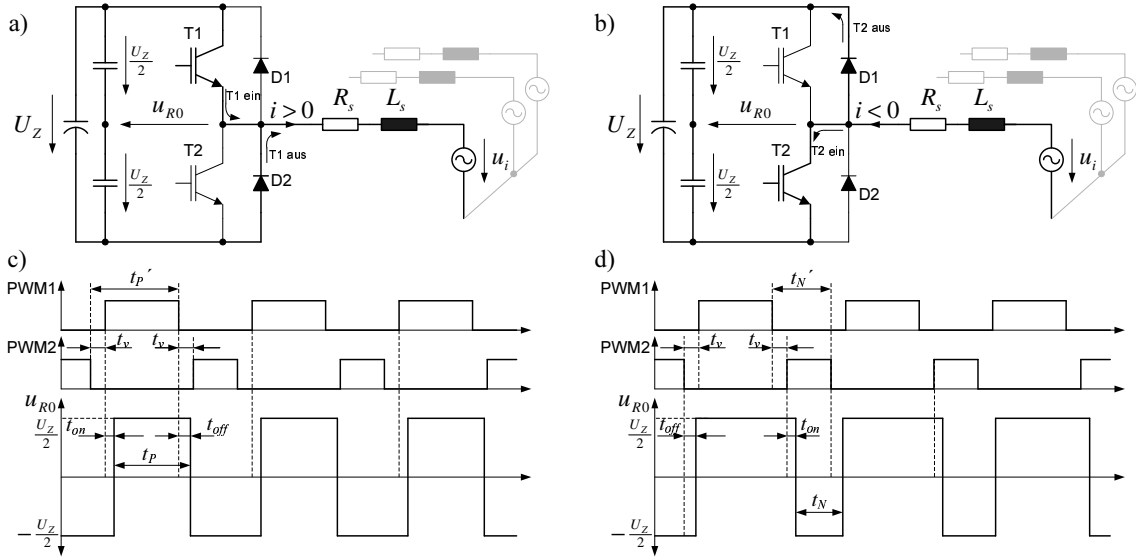
Der Effekt der Zweigverriegelungszeit auf das hochfrequente Testsignal ist in den letzten Jahren in der Literatur auch ausführlich beschrieben worden [49, 7, 28, 41]. Aus diesen

Arbeiten geht hervor, dass eine Kompensation dieses Effektes für den korrekten Betrieb der Rotorwinkelbestimmung mit rotierendem Trägersignal unbedingt notwendig ist. Da ein modifiziertes Pulsverfahren zur Verringerung bzw. Vermeidung der Zweigverriegelungszeit in Rahmen dieser Arbeit dargestellt wird, sind die Mechanismen zur Entstehung ihres Effektes genau zu beschreiben.

5.2.2.2 Der Effekt der Zweigverriegelungszeit

Die Zweigverriegelungszeit, oder einfach Verriegelungszeit, ist die Zeit zwischen der Ausschaltflanke und der nachfolgenden Einschaltflanke der komplementären Pulssignale, die die Transistoren einer Halbbrücke des Wechselrichters ansteuern. Diese Zeit muss von der Hardware zur Ansteuerung des Wechselrichters eingefügt werden, um einen Brückenkurzschluss aufgrund des nichtidealen Schaltverhaltens der Transistoren zu vermeiden. In der Regel wird die Verriegelungszeit gleich die maximale Ausschaltzeit t_{off} des Transistors plus einer zusätzlichen Zeit zur Sicherheit ausgelegt.

Abb. 5.2-b stellt das Verfahren zur Generierung der Ansteuersignale einer Halbbrücke dar. Das Signal PWM1 steuert den oberen Transistor einer Halbbrücke während PWM2 das Steuersignal des unteren Transistors ist. Der Zustand dieser digitalen Signale wird invertiert, wenn der Timer T1CNT den Wert der Vergleichszelle CMPR1 erreicht. Die Ausschaltflanke erfolgt unmittelbar nach diesem Ereignis. Das Einschaltsignal wird aber um die Verriegelungszeit t_v verzögert, um sicher zu stellen, dass beide Transistoren auf keinen Fall gleichzeitig eingeschaltet sind. Das ist aufgrund einer Ausschaltzeit t_{off} größer als die Einschaltzeit t_{on} des Transistors möglich, was normalerweise der Fall ist. Der Effekt der eingefügten Verzögerung auf die Ausgangsspannung des Wechselrichters hängt von dem Vorzeichen des entsprechenden Phasenstromes ab. Das ist in Abb. 5.2-c für einen angenommenen Phasenstrom i_R dargestellt und kann mit Hilfe von Abb. 5.7-a erklärt werden. Bei positivem Phasenstrom und ohmsch-induktiver Last, wie das der Fall bei einer elektrischen Maschine ist, sind nur der Transistor T1 und die Diode D2 an der Stromführung beteiligt. Die Spannung u_{R0} ist positiv und gleich $\frac{U_Z}{2}$, wenn der Transistor T1 eingeschaltet ist. Wird T1 ausgeschaltet, so erfolgt die Stromkommutierung durch das passive Einschalten der Diode D2 und damit wird die Ausgangsspannung sofort negativ. Die Spannung bleibt in diesem Zustand, unabhängig vom Schaltzustand des Transistors T2, bis T1 wieder eingeschaltet wird. Es ist ersichtlich, dass eine positive Spannungsfläche ($U_Z t_v$) bei positivem Phasenstrom aufgrund der Verriegelungszeit verloren geht. Betrachtet man den Fall bei negativem Phasenstrom (Abb. 5.7-b), sind


Abbildung 5.7: Einfluss der Verriegelungszeit

dann der Transistor T2 und die Diode D1 die stromführenden Bauelementen. Nach einer ähnlichen Untersuchung kommt heraus, dass eine negative Spannungsfläche bei negativem Phasenstrom verloren geht.

Die in jeder Pulsperiode fehlenden Spannungsflächen führen dazu, dass die Ausgangsspannung eine Abweichung von der angeforderten Spannung aufweist. Der Spannungsverlust kann als eine Fehlerspannung dargestellt werden, die von der gewünschten sinusförmigen Spannung subtrahiert wird [50].

$$\bar{u}_{R0} = u_R' - u_{err_R} \quad (5.35)$$

Die Fehlerspannung ist eine Rechteckfunktion, deren Vorzeichen vom Vorzeichen des Phasenstromes abhängig ist. Die Gleichung dieser Funktion kann wie folgt geschrieben werden:

$$u_{err_R} = U_{err} \operatorname{sign}(i_R) \quad (5.36)$$

Die Amplitude U_{err} ist gleich dem Mittelwert dieser gepulsten Spannung über eine Pulsperiode:

$$U_{err} = \frac{1}{T_{puls}} \int_0^{t_v} U_Z dt = \frac{U_Z t_v}{T_{puls}} = U_Z t_v f_p \quad (5.37)$$

Die endgültige Gleichung der Fehlerspannung einer Phase, die aufgrund der Verriegelungszeit entsteht, ergibt sich zu:

$$u_{err_R} = U_Z \frac{t_v}{T_{puls}} \operatorname{sign}(i_R) \quad (5.38)$$

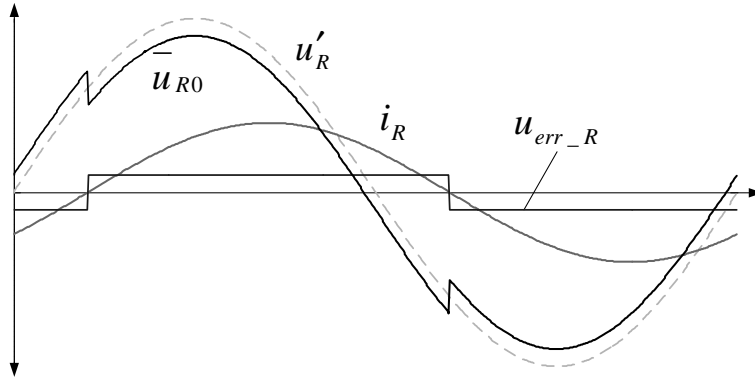


Abbildung 5.8: Fehlerspannung einer Phase

Wird der reale Schaltvorgang mit der Einschalt- und Ausschaltzeit des Transistors betrachtet, ergeben sich die Verläufe in Abb. 5.7-c und -d für positiven bzw. negativen Phasenstrom. Dort kann beobachtet werden, dass die Dauer der positiven Pulse der Ausgangsspannung t_P kürzer als die eingestellte Dauer $t_{P'}$ ist. Die Differenz zwischen der beiden ist gleich:

$$t_{P'} - t_P = t_v + t_{on} - t_{off} \quad (5.39)$$

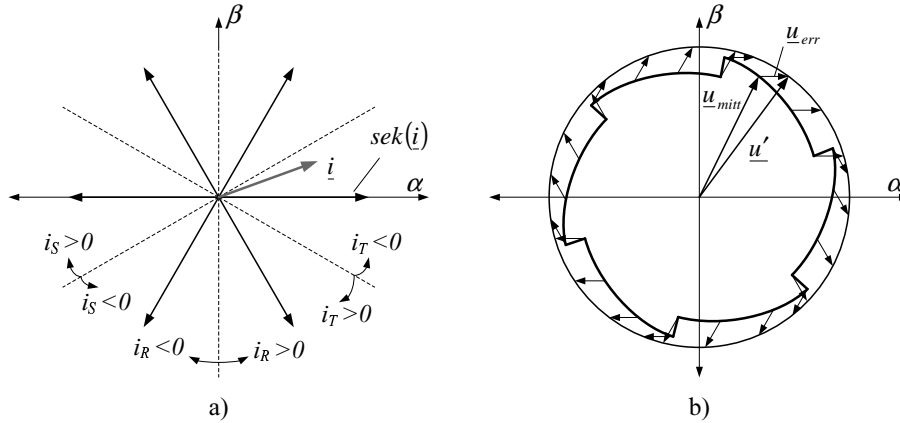
Das führt zu einer fehlenden positiven Spannungsfläche, die sich gleich $U_Z (t_v + t_{on} - t_{off})$ ergibt. Für negativen Phasenstrom sind ähnliche Ergebnisse vorhanden, da die Zeit t_N in gleicher Weise kürzer als die eingestellte Zeit $t_{N'}$ ist. Deswegen ist die fehlende negative Spannungsfläche gleich groß und daher kann die Fehlerspannung der Phase R wie folgt berechnet werden [51].

$$u_{err_R} = U_Z \frac{t_v + t_{on} - t_{off}}{T_{puls}} \text{sign}(i_R) \quad (5.40)$$

Aus der vorgestellten Erklärung wird ersichtlich, wie der Mittelwert der Ausgangsspannung durch den kombinierten Effekt der Verriegelungszeit mit der Einschalt- und Ausschaltzeit verzerrt wird. Diese Verzerrung ist abhängig von der Richtung des Phasenstromes und weist daher ein nichtlineares Verhalten auf, wie in Abb. 5.8 zu sehen ist.

Die Wirkung der resultieren Fehlerspannung der drei Phasen soll ermittelt werden, um die resultierende Verzerrung in den Phasenspannungen darstellen zu können. Dazu bietet sich die Raumzeigerdarstellung an, da die dreiphasigen Spannungen als ein gesamtes System betrachtet werden können. Die Definition des Spannungsraumzeigers lautet:

$$\underline{u} = \frac{2}{3} (u_R + a u_S + a^2 u_T) \quad , \quad (5.41)$$


Abbildung 5.9: Verzerrung der Spannung

wobei $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ist.

Durch das Ersetzen der Fehlerspannung jeder Phase in Gl. (5.41) wird der Fehlerspannungsvektor \underline{u}_{err} definiert [48].

$$\underline{u}_{err} = \frac{2}{3} U_Z \frac{t_v + t_{on} - t_{off}}{T_{puls}} (\text{sign}(i_R) + a \text{sign}(i_S) + a^2 \text{sign}(i_T)) \quad (5.42)$$

Die Definition der Sektorfunktion $\text{sek}(\underline{i})$ als:

$$\text{sek}(\underline{i}) = \text{sign}(i_R) + a \text{sign}(i_S) + a^2 \text{sign}(i_T) \quad (5.43)$$

ergibt einen Raumzeiger, dessen Amplitude konstant ist und dessen Phase sich in Abhängigkeit von dem Vorzeichen der Phasenströme ändert (Abb. 5.9-a). Dieser Raumzeiger beschreibt dabei die schon erklärte Abhängigkeit der Fehlerspannung von der Stromrichtung in jeder Phase. Die endgültige Gleichung des Fehlerspannungsvektors ergibt sich zu:

$$\underline{u}_{err} = \frac{2}{3} U_Z \frac{t_v + t_{on} - t_{off}}{T_{puls}} \text{sek}(\underline{i}) \quad (5.44)$$

Der tatsächlich eingestellte mittlere Spannungsvektor ergibt sich aus Gl. (5.35) als:

$$\underline{u}_{mitt} = \underline{u}' - \underline{u}_{err} \quad (5.45)$$

Dieser Vektor weicht von dem Spannungssollvektor \underline{u}' aufgrund des Verriegelungszeiteffektes ab. Abb. 5.9-b stellt die Form dieser Abweichung dar. Es ist zu sehen, dass der Fehlerspannungsvektor in einer definierten Richtung innerhalb eines Sektors wirkt. Da sechs Sektoren durch die sechs Stromnulldurchgänge definiert werden, ergibt sich eine

Spannungstrajektorie mit sechs Einbrüchen. Daraus resultieren die Phasenspannungen mit einer ausgeprägten sechsten Harmonischen der Grundschiwingung, die den Effekt der Verriegelungszeit bei dem dreiphasigen Pulswechselrichter grundsätzlich charakterisiert [7].

5.2.2.3 Einfluss der Nichtlinearität auf die Bestimmung

Nach der Vorstellung des Effektes, welcher den größten Teil der Nichtlinearität des Wechselrichters verursacht, soll nun sein Einfluss auf das Testsignal erklärt werden.

Bei der Untersuchung der Auswirkungen sind zwei Fälle zu unterscheiden. Wird das Testsignal ohne Grundschiwingungsstrom eingepreßt, dann tritt die im vorherigen Abschnitt erläuterte Spannungsverzerrung auf. Die an den Motor tatsächlich eingepreßte hochfrequente Spannung weist die gleiche Form wie die Spannungstrajektorie in Abb. 5.9-b auf. Die damit vorhandene sechste Harmonische des hochfrequenten Signals ist für die Bestimmung nicht störend, da das Tiefpassverhalten der Maschine die hochfrequenten sechsten harmonischen Stromanteile deutlich dämpft [7].

Ein anderes Verhalten ist vorhanden, wenn der Grundschiwingungsstrom gleichzeitig zum hochfrequenten Strom angeregt wird. Für den Fall eines Grundschiwingungsstroms größer als der hochfrequente Strom, befindet sich die Trajektorie des hochfrequenten Stromes zum Teil innerhalb einer der sechs Sektoren in Abb. 5.9-a. In diesem Zustand findet kein Nulldurchgang des hochfrequenten Stromes statt und somit wird die hochfrequente Spannung nicht verzerrt, da der Fehlerspannungsvektor immer in gleicher Richtung wirkt.

Während eines Sektorenwechsels infolge des Nulldurchganges der Grundschiwingung eines der Phasenströme finden mehrere Stromnulldurchgänge des hochfrequenten Stromes statt. Das führt zu einer Verzerrung der hochfrequenten Spannung aufgrund der Verriegelungszeit, wie in Abb. 5.8 dargestellt wurde. Die hochfrequente Spannung wird damit in seiner Amplitude bei jedem Nulldurchgang des Grundschiwingungsstroms verfälscht. Das resultiert in einer Amplitudenmodulation der hochfrequenten Spannung, wie in Abb 5.10 zu sehen ist.

Der hochfrequente Strom wird aufgrund der verzerrten Spannung in gleicher Form moduliert. Wegen der nichtlinearen Eigenschaften dieses Effektes entsteht eine Modulation mit einem Vielfachen der Grundschiwingungsfrequenz. Wie in [41] dargestellt wurde, ist

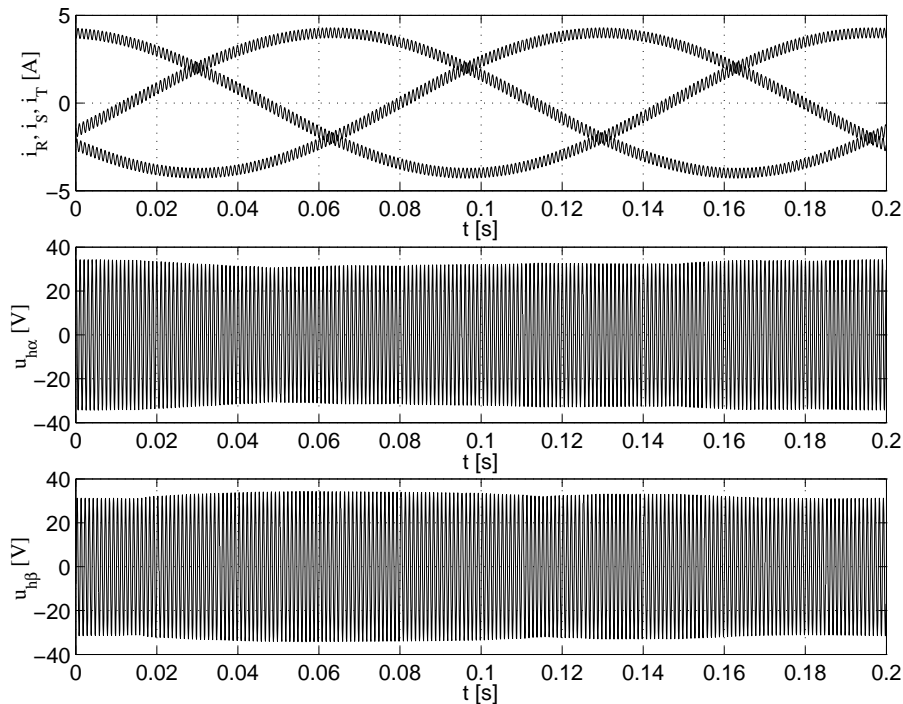


Abbildung 5.10: Verzerrung der hochfrequenten Spannung bei Grundswingungsanregung ($U_h = 30V$, $t_v = 2\mu s$, $u_{h\alpha}$ und $u_{h\beta}$ sind Bandpass gefiltert, Simulation)

die zweite Harmonische die bedeutendste von allen. Der Modulationseffekt dieser Harmonischen hat die gleiche Frequenz wie die Modulation durch die Anisotropien der Maschine (Gl. (4.26)) und kann daher nicht eliminiert werden.

Die vorgestellten Effekte führen zu einer störenden Modulation des hochfrequenten Stromes als Ergebnis der Nichtlinearität des Wechselrichters. Die Modulation ist in ihrer Größe von der Belastung der Maschine abhängig. Besonders stark wirken sich dabei eine große Amplitude und ein langsamer Anstieg des Grundswingungsstroms aus [41]. Diese Modulation kann nicht von der Modulation der Anisotropien unterschieden werden und daher wirkt sie sich direkt auf die Bestimmung des Rotorwinkels aus.

Abb. 5.11 zeigt die Wirkung der Verriegelungszeit auf die Bestimmung des Rotorwinkels. Es ist zu beobachten, dass bei jedem Nulldurchgang des Grundswingungsstroms eine Verzerrung in dem Verlauf der Positionssignale $i_{\alpha,\beta-pos}$ und damit des geschätzten Winkels $2\gamma_{h,f}$ auftritt. Diese Verzerrungen sind als Störungen für die feldorientierte Regelung zu betrachten, da Drehmoment- und damit Drehzahlschwankungen aufgrund einer falschen Orientierung verursacht werden. Eine Kompensation des Effektes der Verriegelungszeit ist daher notwendig, um den Einfluss des Wechselrichters auf das

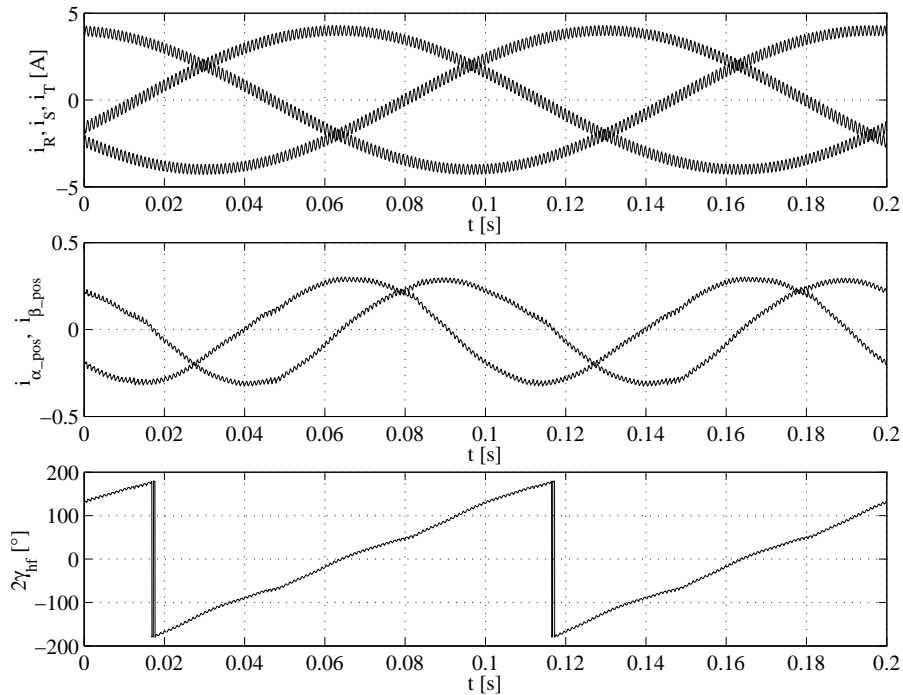


Abbildung 5.11: Einfluss des Verriegelungszeiteffektes auf die Rotorwinkelbestimmung
($U_h = 30V$, $t_v = 2\mu s$, Simulation)

Testsignal zu minimieren.

5.2.2.4 Kompensation der Nichtlinearität

Die Kompensation des Effektes der Verriegelungszeit ist eine Thematik, die seit mehreren Jahren in der Literatur diskutiert worden ist. Viele Verfahren sind entwickelt worden, von denen zwei Gruppen zu unterscheiden sind [48, 52]:

- **Spannungsverfahren:** Die pulsierende Spannung jeder Phase wird gemessen und ihr Vorzeichen wird mittels eines Komparators als ein digitales Signal gebildet. Damit kann die tatsächliche Verzögerung zwischen der Flanke des Steuersignals und der Flanke der Ausgangsspannung ermittelt werden. Das erlaubt eine sehr genaue Kompensation der Fehlerzeiten für die drei Halbbrücke des Wechselrichters, was der Hauptvorteil dieses Verfahrens ist [48]. Der Nachteil ist, dass eine Spannungsmessung mit hoher Bandbreite und eine zusätzliche Hardware für die Implementierung notwendig sind.
- **Stromverfahren:** Bei diesem Verfahren wird der Phasenstrom überwacht. In Ab-

hängigkeit seines Vorzeichens werden die Einschaltflanken der Steuersignale einer Halbbrücke um eine bestimmte Zeit (t_{comp}) verschoben, um die fehlende Spannungsfläche aufgrund der Fehlerzeit (Gl. (5.39)) zu kompensieren. Da die Fehlerzeit abhängig von der Einschalt- bzw. Ausschaltzeit des Transistors ist, ist eine genaue Kompensation mit diesem Verfahren nicht möglich. Außerdem ist eine Hardware notwendig, um den Stromnulldurchgang ganz genau zu ermitteln [49, 28]. Der Vorteil dieses Verfahrens ist, dass keine aufwendige Spannungsmessung notwendig ist.

Die beiden vorgestellten Verfahren haben den Nachteil, dass eine zusätzliche Hardware notwendig ist. Da in Rahmen dieser Arbeit die sensorlose Regelung mit einem Wechselrichter für kostengünstige Anwendung ausgeführt werden soll, ist eine Anpassung der Hardware zum Zweck der genauen Kompensation des Verriegelungszeiteffektes nicht akzeptabel. Aus diesem Grund wird ein modifiziertes Pulsverfahren umgesetzt, das eine Verringerung bzw. eine Vermeidung der Verriegelungszeit erlaubt. Dieses Pulsverfahren wird in [51] vorgestellt und in Bezug auf die praktische Realisierung ausführlich erläutert.

5.2.2.4.1 Zweiquadrantenbetrieb Wie in Abs. 5.2.2.2 erläutert wurde, sind nur der Transistor T1 und die Diode D2 in Abb. 5.7-a bei positivem Phasenstrom an der Stromführung beteiligt. Das ist für den Fall einer ohmsch-induktiven Last vorhanden, da der Laststrom als die eingeprägte Größe anzusehen ist. In diesem Zustand hat das Einschalten des Transistors T2 keine physikalische Funktion. Er kann daher ausgeschaltet bleiben, solange die Stromrichtung sich nicht ändert. Mit ständig ausgeschaltetem T2 ist keine Verzögerung des Einschaltens des Transistors T1 notwendig, da es keine Gefahr eines Brückenkurzschlusses gibt. Damit kann die Ausgangsspannung allein durch die pulswertenmodulierte Steuerung des Transistors T1 ohne die Verriegelungszeit eingestellt werden.

Der andere Fall ist bei negativem Phasenstrom gegeben, wie in Abb. 5.7-b zu sehen ist. Der Transistor T1 braucht nicht eingeschaltet zu werden, da der Strom von T2 und D1 geleitet wird. Der Transistor T2 kann ohne das Einfügen der Verriegelungszeit gepulst werden. Damit lassen sich zwei Betriebsmodi für jede Halbbrücke des Wechselrichters definieren, die einen Zweiquadrantenbetrieb für den jeweiligen Phasenstrom darstellen. Als Einschränkung dieser Betriebsmodi sind die Anforderungen an die Genauigkeit der Stromrichtungserfassung zu sehen, da der Stromnulldurchgang ganz genau erfasst

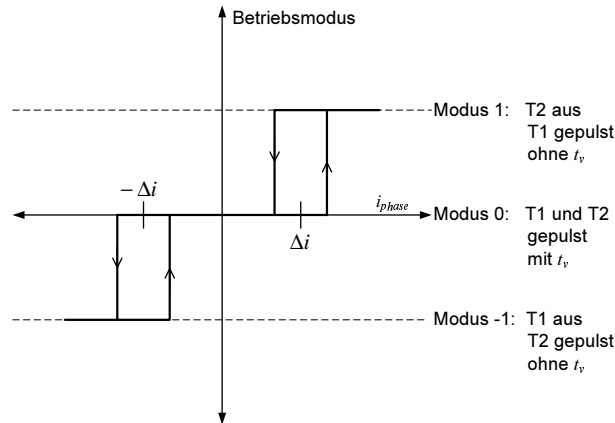


Abbildung 5.12: Umschaltung der Betriebsmodi in Abhängigkeit des Phasenstromes

werden muss. Eine zweite Einschränkung ist die Tatsache, dass sich der Gradient der Transistorsspannung u_{CE} beim aktiven Ausschalten verringert, je kleiner der Laststrom wird. Das führt zu einer Verlängerung der kapazitiven Kommutierungszeit mit einhergehender Verfälschung der Ausgangsspannung.

Eine Lösungsvariante unter Berücksichtigung der beiden Einschränkungen ist das Konzept, den Zweiquadrantenbetrieb nur in dem Bereich $|i|$ größer als ein bestimmter Wert Δi zu zulassen. Innerhalb des Stromnulldurchgangsbereiches wird auf den normalen Betrieb mit dem Pulsen der beiden Transistoren umgeschaltet. In diesem Bereich muß die Verriegelungszeit wieder eingefügt werden. Da der Laststrom relativ gering ist, kann die notwendige Verriegelungszeit kleiner als die vom Hersteller für den ungünstigsten Fall gegebene Zeit ausgelegt werden.

Der Hauptvorteil dieser Lösung ist, dass keine genaue Erfassung des Stromnulldurchgangs notwendig ist. Das befreit von der zusätzlichen Hardware zur Stromrichtungserfassung, da die für die Regelung gemessenen Stromwerte angewendet werden können. Zum Zweck der Umschaltung zwischen den verschiedenen Betriebsmodi werden 3-Punkt-Hysteresekomparatoren eingesetzt, wobei der Phasenstrom als Eingangssignal anzusehen ist (Abb. 5.12).

Außerdem wird die kapazitive Kommutierung bei kleinen Lastströmen beschleunigt, da die Verriegelungszeit sehr gering ausgelegt werden kann.

5.2.2.5 Ergebnis der Kompensation

Das Ergebnis des Einsatzes des modifizierten Pulsverfahrens ist in Abb. 5.13 dargestellt. Zuerst wird der Verlauf des geschätzten Rotorwinkels γ_{hf} beim normalen PWM-Verfahren mit Verriegelungszeit angezeigt. Dort kann beobachtet werden, dass die Verzerrungen aufgrund der sechs Phasenstromnulldurchgänge sehr stark ausgeprägt sind. Das ist deutlicher in dem Fehlerwinkel $\Delta\gamma$ als Ergebnis der Differenz mit dem gemessenen Rotorwinkel γ_{mess} zu erkennen. Die Messung wurde bei der feldorientierten Stromregelung der Maschine durchgeführt, wobei der mechanischen Geber für die Erfassung des Rotorwinkels benutzt wurde. Der Grundschwingungsstrom wurde auf 1,4A (80% des Nennstromes) eingestellt und die Maschine wurde mit einem konstanten Widerstandsmoment belastet.

Mit dem Einsatz des modifizierten Pulsverfahrens wurden die Verzerrungen bei den Stromnulldurchgängen deutlich verringert. Jedoch konnten sie nicht komplett eliminiert werden, da im Bereich des Stromnulldurchgangs noch mit einer bestimmten Verriegelungszeit gepulst werden muss. Der Schwellenstrom Δi musste größer als die Amplitude des hochfrequenten Stromes eingestellt werden, da kleinere Werte größere Verzerrungen verursacht haben. Daraus ergab sich ein Schwellenwert $\Delta i = 0,3A$, was 2% des Nennstromes des Transistors entsprach.

Das vorgestellte Ergebnis zeigt, dass eine vollständige Kompensation der durch den Verriegelungszeiteffekt ausgeprägten Verzerrungen nicht erreicht wurde. Ähnliche Ergebnisse wurden in der Literatur dargestellt. In [28] wurde die Kompensation der Verriegelungszeit nach dem Stromverfahren mit der Hardware zur Erfassung des Stromvorzeichens eingesetzt. Eine nicht sinusförmige Änderung der Streuinduktivität sowie eine nicht vollständige Kompensation der Verriegelungszeit wurden als Ursachen der bleibenden Verzerrungen angegeben. In [49] wurden die verschiedenen Effekten, die auf der Nichtlinearität des Wechselrichters beruhen, durch Simulationen untersucht und ihr Einfluss auf das Trägersignal ausgewertet. Eine Aussage dieser Arbeit war, dass nicht nur der Effekt der Verriegelungszeit für Verzerrungen auf das Trägersignal verantwortlich ist. Die Spannungsabfälle in den Halbleiter sollen nach dieser Untersuchungen auch eine Rolle spielen, so dass eine Kompensation ihres Einflusses vorgenommen werden sollte.

Alle diese Ergebnisse führen dazu, dass die Kompensation der Verriegelungszeit die Problematik des nichtlinearen Verhaltens des Wechselrichters nicht endgültig lösen kann. Trotzdem werden seine Effekte auf die Rotorwinkelbestimmung mit dem Testsignal

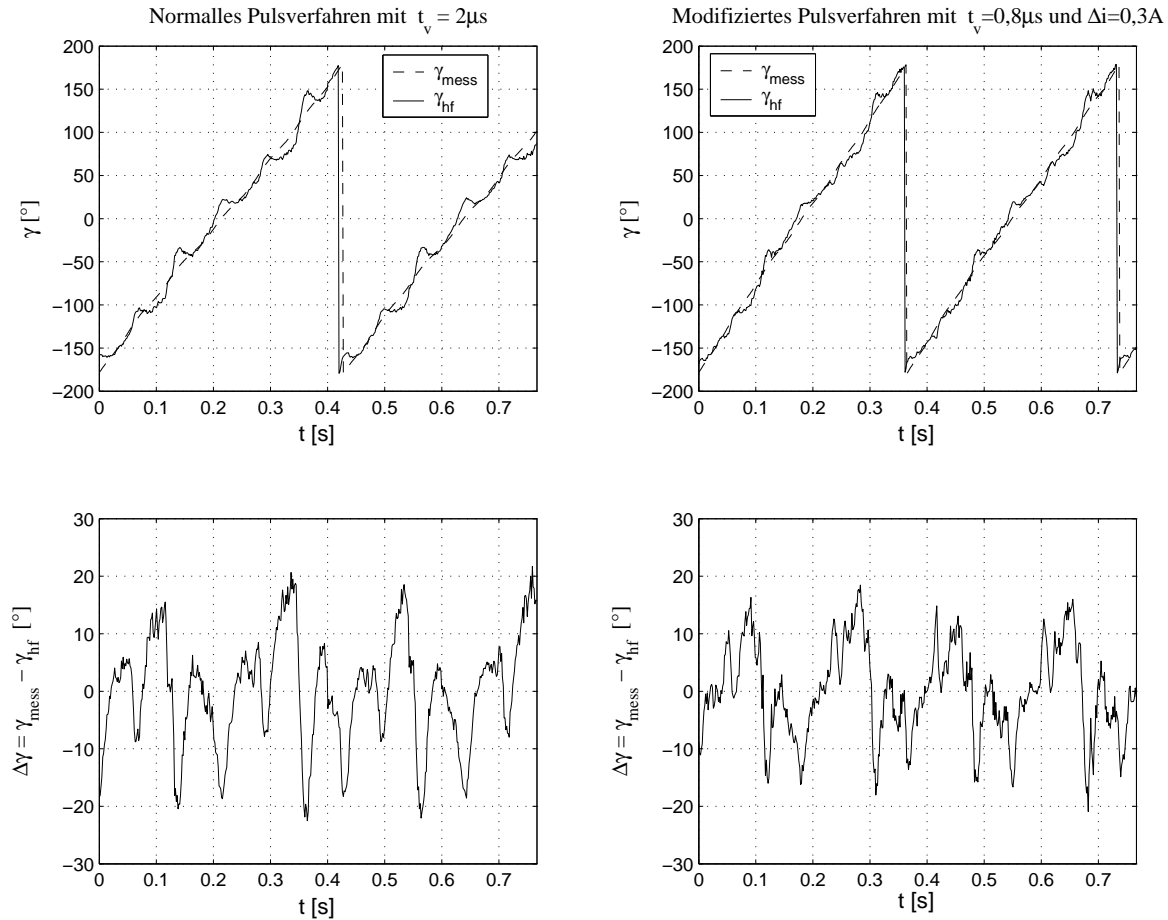


Abbildung 5.13: Effekt der Kompensation der Verriegelungszeit

deutlich verringert, so dass sich ein geschätzter Rotorwinkel mit kleineren Verzerrungen ergibt. Dieser Winkel ist aber nicht direkt für die feldorientierte Regelung nutzbar, da die verbleibenden Verzerrungen zu schnellen Transienten im geregelten Strom führen. Diese Transienten wirken sich auf die Rotorwinkelbestimmung mit dem Testsignal aus, so dass der geschätzte Winkel zusätzlich verzerrt wird. Das Ergebnis davon sind kurze Schwingungen im Strom, die sich auf die Drehzahl der Maschine bemerkbar machen. Diese Tatsache verdeutlicht die Notwendigkeit einer zusätzlichen Filterung des Winkels aus der Bestimmung mit dem Testsignal, die die vorhandenen Verzerrungen glättet und damit die Anregung von schnellen Stromtransienten als Antwort der Stromregelung vermeidet, um ein stabiles Verhalten bei der sensorlosen Regelung zu sichern.

5.2.3 Entkopplung des Testsignals von der Regelung

Zur Bestimmung des Rotorwinkels im unteren Drehzahlbereich und im Stillstand wird der Grundschwingung ein Testsignal in Form einer hochfrequenten Spannung überlagert. Die Auswirkungen der Maschine auf die resultierenden hochfrequenten Ströme werden ausgewertet. Das Testsignal muss deswegen nicht von anderen Faktoren modifiziert werden.

Die Stromregelung wirkt sich auf das Testsignal aus, wenn die gemessenen Ströme direkt zurückgeführt werden. Die Auswirkung kann als eine Amplitudenänderung oder eine Phasenverschiebung auftreten. Der Grundschwingungsstrom muss dann von dem hochfrequenten Strom entkoppelt werden, um die Auswirkungen der Regelung auf das Testsignal zu verhindern.

5.2.3.1 Variante mit Tiefpassfilter

Die Thematik der Entkopplung der hochfrequenten Ströme bei rotierenden Testsignalen ist in der Literatur kaum diskutiert worden. In [26] wird ein einfacher Tiefpassfilter für die α - und β -Komponente im Rückkopplungsweig der Stromregelung eingesetzt, um die hochfrequenten Ströme zu unterdrücken. Das Problem dieser Filterung besteht darin, dass die Grenzfrequenz des Filters ganz exakt ausgelegt werden muss, um eine ausreichende Dämpfung des hochfrequenten Signals ohne Einfluss auf den Grundschwingungsstrom zu gewährleisten. Diese Anforderung kann mit dem einfachen PT1-Glied nicht vollständig erfüllt werden und daher sind kompliziertere Filteralgorithmen einzusetzen.

Eine Variante zur Entkopplung ist die Filterung der hochfrequenten Stromkomponenten im Rotorkoordinatensystem [7]. Da die d- und q-Komponenten des Grundschwingungsstroms im stationär Zustand Gleichströme sind, kann ein einfaches PT1-Glied mit einer sehr kleinen Grenzfrequenz eingesetzt werden. Es muss nur beachtet werden, dass je größer die Zeitkonstante des Filters in der Rückführung ist, desto langsamer die Regelung eingestellt werden muss. Damit wird eine zu große Überschwingung in der tatsächlichen geregelten Größe vermieden, wie es in [6] erklärt wird.

Die Variante mit dem Tiefpassfilter (TPF) im Rotorkoordinatensystem wurde implementiert, wie in der Abb. 5.14 zu sehen ist. Die Zeitkonstante des PT1-Gliedes wurde so ausgelegt, dass die Grenzfrequenz mindestens eine Dekade unter der Frequenz des

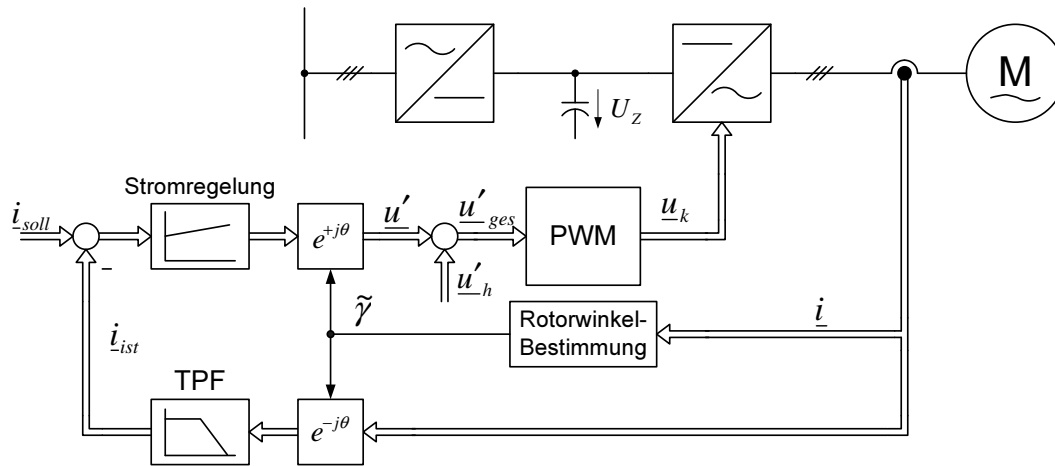


Abbildung 5.14: Struktur zur Entkopplung des Testsignals mittels eines Tiefpassfilters

Testsignals liegt. Damit ergibt sich folgende Bedingung für die Zeitkonstante des Filters bei einer Testsignalfrequenz $f_h = 1000\text{Hz}$:

$$T_{tpf} \geq \frac{10}{2\pi f_h} = 1,59\text{ms} \quad (5.46)$$

Eine Zeitkonstante $T_{tpf} = 2\text{ms}$ erfüllt diese Bedingung und wurde deswegen in der Praxis umgesetzt. Dabei wurden die Reglerparameter unter die Berücksichtigung dieser zusätzlichen Zeitkonstante in der Regelschleife angepasst. So ergibt sich die P-Verstärkung des PI-Reglers nach dem Betragsoptimumkriterium [6] zu:

$$K_p = \frac{T_s R}{2(T_{tot} + T_{tpf})} \quad (5.47)$$

Die Ergebnisse der Stromregelung mit dieser Struktur zur Entkopplung des Testsignals sind in Abb. 5.15 dargestellt. Dabei wurde der Anfangsverlauf zweier Phasenströme oszillographiert, während der Grundschwingungsstrom zu Null geregelt wurde. In Abb. 5.15-a ist zu erkennen, dass der Strom nach einem kurzen Einschwingen zu Null geregelt wurde. Dieses Betriebsverhalten ergab sich, wenn das normale Pulsverfahren mit Verriegelungszeit verwendet wurde. Wurde das in Abs. 5.2.2.4.1 erläuterte modifizierte Pulsverfahren eingesetzt, dann wurde die Regelung instabil und es entstanden Schwingungen in den Phasenströme, wie in Abb. 5.15-b zu beobachten ist.

Zur Untersuchung der Ursache der Instabilität wurde der Anfangsstromverlauf ohne die Testsignaleinprägung gemessen. Dabei wird der Stromsollwert exponentiell bis zu einem bestimmten Wert ($i_{q\text{soll}} = 0,5\text{A}$) erhöht und die von der Regelung eingestellte

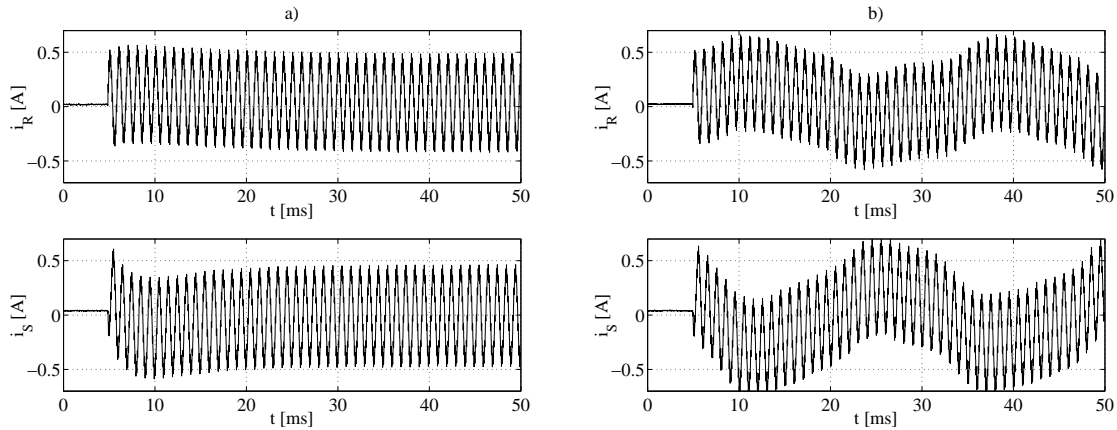


Abbildung 5.15: Anlauf der Stromregelung mit einem Tiefpassfilter:

a) Mit normalem Pulsverfahren, b) Mit modifiziertem Pulsverfahren

Spannung u_q aufgenommen. Wie in Abb. 5.16-a zu erkennen ist, ist der Betrieb der Stromregelung ganz normal, solange mit dem normalen Verfahren gepulst wird. Bei der Verwendung des modifizierten Pulsverfahren tritt eine Stromspitze auf, wenn der Phasenstrom den Schwellenwert Δi (s. Abs. 5.2.2.4.1) überschreitet. Das geschieht aufgrund der schlagartigen Änderung des Übertragungsverhaltens des Wechselrichters, da ab diesem Zeitpunkt ohne Verriegelungszeit gepulst wird. Der Stromregler ist nicht in der Lage, diese schnelle Änderung zu kompensieren, weil er für den Einsatz des Tiefpassfilters langsamer ausgelegt werden mußte. Nach dem Einschwingen wird der Strom auf den Sollwert ausgeregelt, wobei die Spannung sich dem neuen Übertragungsverhalten entsprechend einstellt (s. Abb. 5.16-b).

Aus den vorgestellten Ergebnissen kann geschlossen werden, dass die Filterung des Testsignals mittels eines einfachen PT1-Gliedes nicht in Verbindung mit dem modifizierten Pulsverfahren eingesetzt werden kann. Da dieses Verfahren für die Qualität der Winkelbestimmung von großer Bedeutung ist, muss eine andere Variante zur Entkopplung benutzt werden.

5.2.3.2 Variante mit Synchronfilter

Diese Variante setzt das für die Demodulation schon vorgestellte Prinzip der Filterung in einem mit dem Testsignal synchron umlaufenden Koordinatensystem ein. Die Struktur des Filters ist in der Abb. 5.17 dargestellt und kann wie folgt erklärt werden. Die gemessenen Ströme werden mittels Koordinatentransformation in das Koordinaten-

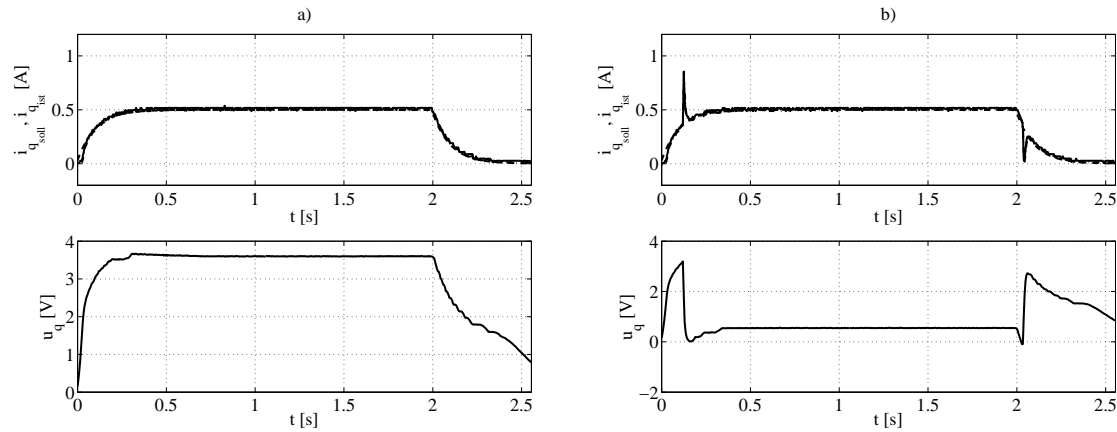


Abbildung 5.16: Anfangsverlauf der Stromregelung mit einem Tiefpassfilter:

a) Mit normalem Pulsverfahren, b) Mit modifiziertem Pulsverfahren

system des Testsignals gedreht. Damit ergibt sich die Komponente mit der Frequenz des Testsignals als ein Gleichstrom, während die Grundschwingungskomponente jetzt diese Frequenz aufweist. Mittels eines einfachen Tiefpassfilters wird die Grundschwingungskomponente herausgefiltert. Der bleibende Gleichanteil wird wieder in das stationäre Koordinatensystem gedreht und auf den gemessenen Strom aufgeschaltet. Das Ergebnis ist, dass nur die Komponente mit der Frequenz des Testsignals beeinflusst wird, während alle andere Komponenten unverändert bleiben. Aus diesem Grund weist diese Struktur die Eigenschaften eines Bandsperrefilters auf.

Bei der praktischen Umsetzung dieser Variante muss die Zeitkonstante des PT1-Gliedes so ausgelegt werden, dass die Grenzfrequenz mindestens eine Dekade unter der Frequenz des Testsignals liegt. Das sichert eine gute Dämpfung der Grundschwingungskomponente im Aufschaltungsweig. Aber die Zeitkonstante des Filters ist auch für eine schnelle Unterdrückung des Testsignals entscheidend und deswegen darf sie nicht zu groß ausgewählt werden. Eine Zeitkonstante $T_{sf} = 10ms$ wurde für eine Testsignalfrequenz $f_h = 1000Hz$ als ein guter Kompromiss gefunden. Durch die Verschiebung des Winkels zur Drehung in das stationäre Koordinatensystem kann der Einfluss des Filters auf die Phase der Grundschwingung (s. Anhang) kompensiert werden. Dies hat auch die Folge, dass neue Komponenten mit höherer Frequenz als das Testsignal aufgrund der diskreten Berechnung des Filters entstehen, während das Testsignal selbst verzerrt wird. So *sieht* die Regelung die Frequenz des Testsignals praktisch nicht und daher kann sie keinen Einfluss darauf ausüben.

Die Ergebnisse der Stromregelung mit dieser neuen Struktur sind in der Abb. 5.18

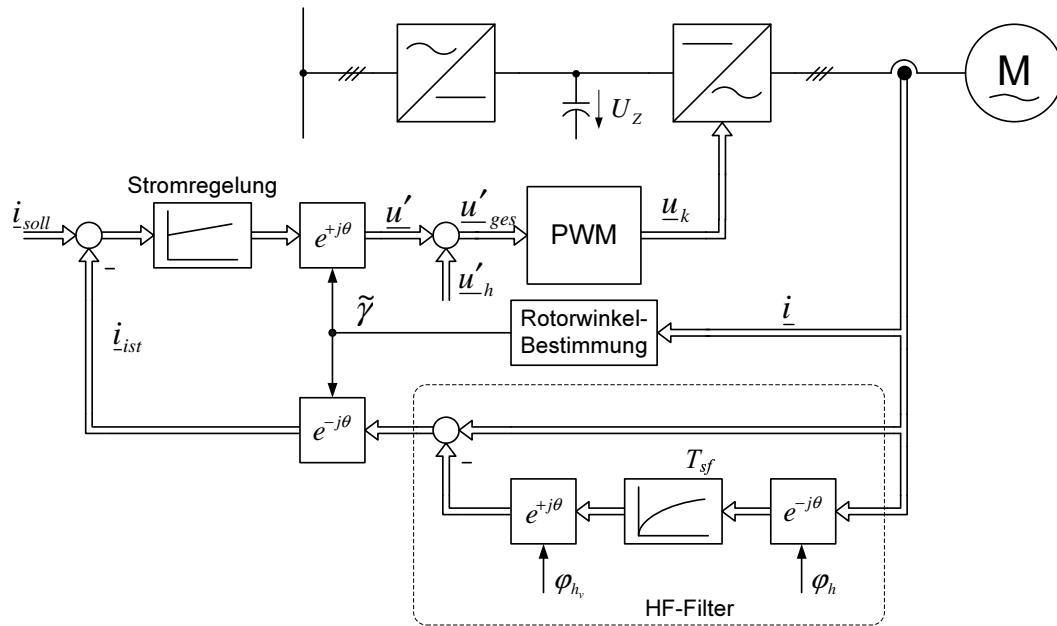


Abbildung 5.17: Struktur zur Entkopplung des Testsignals mittels eines Synchronfilters

dargestellt. Wieder wird der Anfangsverlauf der zu Null geregelten Phasenströme angezeigt, wobei der Betrieb mit dem normalen Pulsverfahren und mit dem modifizierten Pulsverfahren zu vergleichen ist. Wie in der Abbildung zu sehen ist, ist der Betrieb der Regelung bei beiden Fällen nach einem kurzen Einschwingen stabil. Das verdeutlicht, dass die neue Struktur zur Entkopplung des Testsignals für den Betrieb unter den vorgestellten Bedingungen besser geeignet ist.

5.2.4 Ermittlung der absoluten Anfangsposition

Im Abs. 4.2.2.1 wurde bereits erklärt, dass die positive Richtung der Rotorflussachse mit dem vorgestellten Bestimmungsverfahren nicht eindeutig geschätzt werden kann. Diese Unbestimmtheit von 180° bei dem geschätzten Winkel muss mittels einer zusätzlichen Maßnahme überwunden werden.

Die einfachste Lösung dieser Problematik besteht in der Ausrichtung des Rotors in eine bestimmte Position durch die Einprägung von geregelten Gleichströmen in die Statorwicklungen. Mit ausreichender Amplitude und Zeitdauer des eingepprägten Stromraumzeiger richtet sich der Rotor in gleicher Richtung zum Stromraumzeiger aus und somit ist seine Anfangsposition bekannt. Das Vorzeichen des geschätzten Winkels kann dann eindeutig initialisiert werden und so wird die Unbestimmtheit beseitigt.

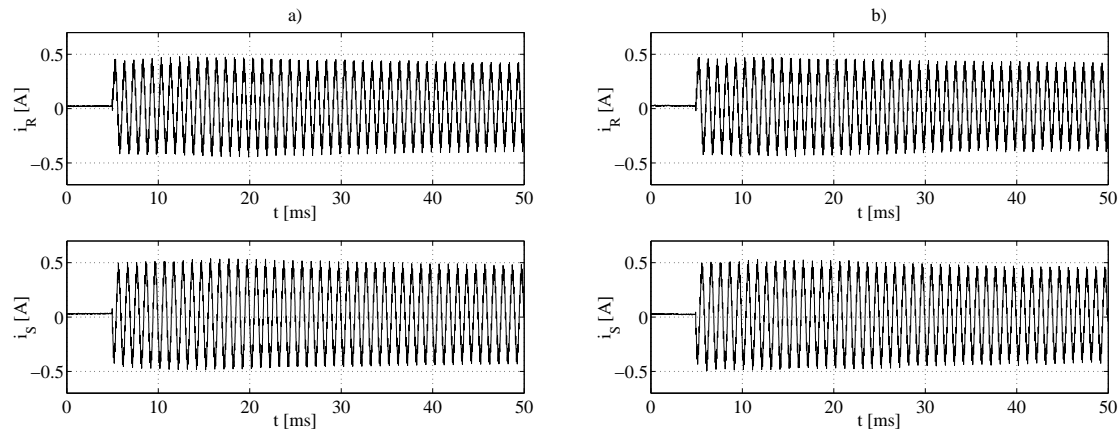


Abbildung 5.18: Anfangsverlauf der Stromregelung mit dem Filter in den Synchronkoordinaten:

a) Mit modifiziertem Pulsverfahren, b) Mit normalem Pulsverfahren

Diese Lösung hat den Nachteil, dass sich der Rotor bewegen können muss, um die Ausrichtung durchzuführen. Außerdem kann die Drehrichtung beim Ausrichten nicht eingepreßt werden, da die Anfangsposition des Rotors vorher unbekannt ist. Für Anwendungen, bei denen der Rotor nur in einer Drehrichtung funktionieren darf (wie z. B. bei Pumpenantrieben) oder keine unkontrollierten Bewegung vor dem Anlauf ausführen darf (z. B. bei Positionierantrieben), ist diese Lösung nicht zu verwenden.

Auf die Verfahren, die zur Ermittlung der absoluten Anfangsposition ohne Bewegung des Rotors dienen, wurde bereits im Abs. 2.3.2.3 eingegangen. Da die oben vorgestellte Lösung für einfache Anwendungen (wie z. B. Lüfterantrieben) zulässig ist, wurde auf die praktische Umsetzung einer dieser Verfahren in Rahmen dieser Arbeit verzichtet.

5.3 Einbindung der Methoden

In Rahmen dieser Arbeit sind zwei verschiedenen Methoden zur Rotorwinkelbestimmung vorgestellt und implementiert worden. Die erste Methode basiert auf der Integration der induzierten Spannung und kann aufgrund ihrer Umsetzungsform erst ab einer gewissen Drehzahl angewendet werden. Unterhalb dieser Drehzahl bis zum Stillstand wird eine zweite Methode eingesetzt, die auf die Einprägung eines zusätzlichen Testsignals basiert. Die Auswirkungen der Maschinenanisotropien auf das Testsignal werden mittels eines entsprechenden Demodulationsverfahrens ausgewertet, um die In-

formation der Rotorlage zu gewinnen. Die nachfolgende Problematik besteht nun darin, eine geeignete Form für den Übergang der Bestimmung mit der einen zu der anderen Methode in Abhängigkeit von der Drehzahl zu finden.

Die erste Möglichkeit besteht in der direkten Umschaltung des Winkels, der für die Feldorientierung angewendet wird. Dabei wird in Betracht auf die Drehzahl zwischen dem Winkel aus dem Flussmodell oder dem Winkel aus der Methode mit dem Testsignal gewählt [44]. Eine entsprechende Hysterese muss vorgesehen werden, um sukzessive Umschaltungen zwischen den beiden Winkel zu vermeiden. Weiterhin ist eine Synchronisation der beiden Winkel bei der Umschaltung erforderlich, damit keine Diskontinuität im geschätzten Rotorwinkel entsteht. Dies macht diese Variante sehr aufwendig und deshalb wurde in Rahmen dieser Arbeit auf ihren Einsatz verzichtet.

Eine bessere Variante zur Einbindung der Methoden wurde in [10] vorgeschlagen. Dabei wird das Flussmodell der Maschine mit dem Winkel aus der Bestimmung mit dem Testsignal γ_{hf} zu einer einzigen Struktur kombiniert. Die Kombination erfolgt durch einen zusätzlichen Rotorflussraumzeiger, der aus diesem Winkel wie folgt gebildet wird:

$$\underline{\psi}_{M_{hf}} = \psi_M e^{j\gamma_{hf}} \quad (5.48)$$

Der so gebildete Rotorflussraumzeiger wird mit dem Flussmodell der Maschine zusammenschaltet. Die Form der Zusammenschaltung erfolgt für die im Abs. 3.1.1 vorgestellten zwei Varianten des Flussmodells prinzipiell in gleicher Weise. Eine zusätzliche Struktur ist aber bei der zweiten Variante unbedingt notwendig, um die Bestimmung des Rotorwinkels im Stillstand zu erlauben. Damit ergeben sich zwei unterschiedliche Formen der Kombination des Flussmodell und der Bestimmung mit dem Testsignal, die im folgenden vorgestellt werden.

5.3.1 Kombination bei der Variante mit proportionalwirkender Rückführung

Diese Form ist in Abb. 5.19 dargestellt. Darin wird der zusätzliche Rotorfluss als Referenz des Rotorflussbeobachters aufgeschaltet und die Abweichung mit dem Verstärkungsfaktor K zurückgekoppelt. Die resultierende Struktur wird in [10] als hybrides Flussmodell bezeichnet. Deren Übertragungsverhalten kann durch Anwendung der La-

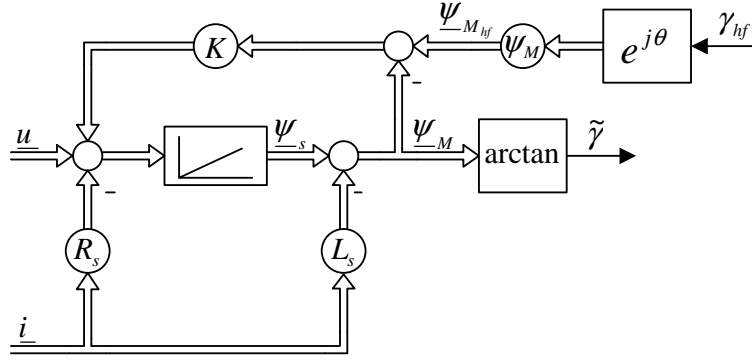


Abbildung 5.19: Hybrides Flussmodell mit proportionalwirkender Rückführung

placetransformation wie folgt ermittelt werden:

$$\begin{aligned}
 \underline{\psi}_M &= \frac{1}{p} \left[\underline{u} - R_s \underline{i} + K \left(\underline{\psi}_{M_{hf}} - \underline{\psi}_M \right) \right] - L_s \underline{i} \\
 &= \frac{1}{p+K} (\underline{u} - R_s \underline{i}) - \frac{p}{p+K} L_s \underline{i} + \frac{K}{p+K} \underline{\psi}_{M_{hf}} \\
 &= \frac{p}{p+K} \underbrace{\left[\frac{1}{p} (\underline{u} - R_s \underline{i}) - L_s \underline{i} \right]}_{\underline{\psi}_{M_u}} + \frac{K}{p+K} \underline{\psi}_{M_{hf}} \tag{5.49}
 \end{aligned}$$

Der mit dem hybriden Flussmodell berechnete Rotorflussraumzeiger ergibt sich als die Überlagerung der zwei unterschiedlichen Rotorflüsse, die jeweils aufgrund der Struktur unterschiedlich gefiltert werden. Der durch die Integration der induzierten Spannung berechnete Rotorfluss $\underline{\psi}_{M_u}$ wird hochpassgefiltert, während der Rotorfluss $\underline{\psi}_{M_{hf}}$ durch einen Tiefpassfilter gefiltert wird. Damit werden die hochfrequenten Störungen im mit dem Testsignal geschätzten Winkel γ_{hf} zusätzlich gedämpft. Jedoch wird die Dynamik der Bestimmung dadurch nicht verschlechtert, da die Hochpass-Eigenschaft des anderen Terms einen Weg für die schnellen transienten Vorgänge des Flusses darstellt. Diese Besonderheit bedeutet den Hauptvorteil dieser Struktur, da eine zusätzliche Filterung des mit dem Testsignal geschätzten Winkels ohne Verschlechterung der dynamischen Eigenschaften der Bestimmung gewährleistet wird.

5.3.2 Kombination bei der Variante mit PI-Rückführung

Da im Stillstand die Eingangssignale des Modells Gleichgrößen sind, können sie von einem Offset nicht unterschieden werden. Sie werden durch die Bandpass-Eigenschaft des Integrierers mit PI-Rückführung so unterdrückt, dass keine Winkelbestimmung

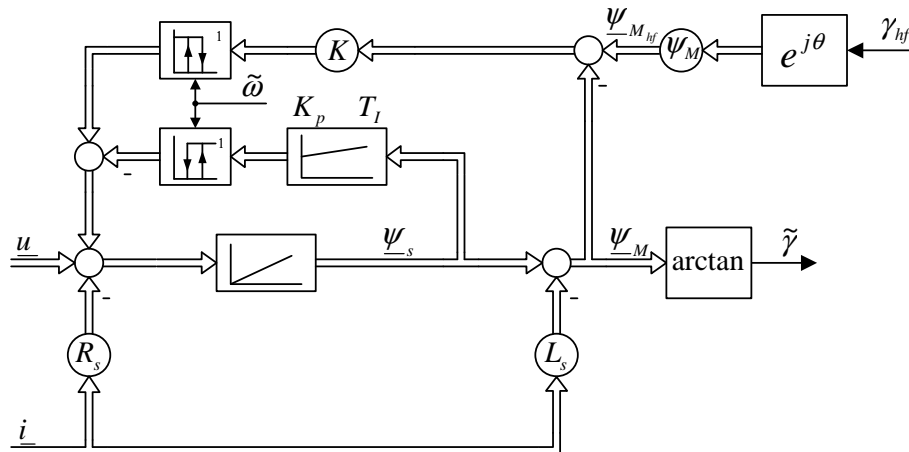


Abbildung 5.20: Hybrides Flussmodell mit PI-Rückführung

in diesem Zustand möglich ist. Diese Variante des Flussmodells kann daher mit dem Winkel aus der Bestimmung mit dem Testsignal nicht direkt kombiniert werden.

Eine Lösung zu dieser Problematik ist die in Abb. 5.20 dargestellte Struktur. Die Aufschaltung des zusätzlichen Rotorflusses erfolgt in einem äußeren Rückkopplungszweig und wird in ähnlicher Weise wie die vorher vorgestellte Variante realisiert. Jeder Rückkopplungszweig besitzt einen zusätzlichen Block, der eine Umschaltung zwischen beiden in Abhängigkeit von der Drehzahl erlaubt. Bei niedriger Drehzahl wird die Rückkopplung mit dem PI-Regler ausgeblendet, um die Bestimmung im Stillstand zu ermöglichen. Damit ist die verbleibende Struktur gleich der des hybriden Flussmodells aus Abb. 5.19. Bei höherer Drehzahl wird auf die PI-Rückführung umgeschaltet, um den Offset im Eingangssignal vollständig zu eliminieren. Die Umschaltung in Abhängigkeit der Drehzahl erfolgt mit einer bestimmten Hysterese.

5.3.3 Ein- und Ausschalten der Bestimmung mit dem Testsignal

Mit zunehmender Drehzahl bzw. induzierter Spannung wird der zweite Term in Gl. (5.49) für die Rotorflussbestimmung dominanter. Ab einer Drehzahl von ungefähr 30% der Nenn Drehzahl kann die Bestimmung mit dem Testsignal im kombinierten Flussmodell ausgeschaltet werden. Somit ergibt sich die Struktur des Flussmodells mit proportionalwirkender Rückführung, wie in Abb. 3.3 dargestellt worden ist. Außerdem wird das Testsignal von der zunehmenden induzierten Spannung stärker beeinflusst und dadurch die auf diesem Signal basierenden Winkelbestimmung verschlechtert. Die Ausschaltung muss deswegen bei niedriger Drehzahl durchgeführt werden, um Fehler

im geschätzten Winkel zu vermeiden.

Das Testsignal selbst wird bei hoher Drehzahl komplett abgeschaltet, da es in diesem Drehzahlbereich nicht mehr notwendig ist. Wenn die Drehzahl abnimmt und einem bestimmten Wert unterschreitet, wird das Testsignal wieder eingeschaltet. Bevor der Winkel γ_{hf} im kombinierten Flussmodell verwendet werden kann, muss eine Synchronisation durchgeführt werden, um die 180°-Unbestimmtheit zu klären. Dafür wird dieser Winkel mit dem Winkel aus dem Flussmodell verglichen. Ist die Differenz zwischen beiden größer als 90°, wird γ_{hf} um 180° gedreht und dann wird der gebildete Rotorfluss zum Flussmodell zusammengeschaltet. Durch diese Synchronisation wird sicher gestellt, dass der Winkel γ_{hf} bei jedem Wiedereinschalten des Testsignals korrekt ausgegeben wird.

6 Sensorlose Regelung und experimentelle Ergebnisse

Die in diesem Abschnitt dargelegten Messergebnisse entstanden bei der experimentellen Untersuchung an dem im Abs. 5.1 beschriebenen Versuchsaufbau. Die zu regelnde permanenterregte Synchronmaschine besitzt oberflächenmontierte Magneten und bietet deswegen nur geringe rotorpositionsabhängige Anisotropien. Die Induktivitätsänderung:

$$\Delta L_{\sigma} = \frac{2(L_{\sigma q} - L_{\sigma d})}{L_{\sigma q} + L_{\sigma d}} \cdot 100 \quad (6.1)$$

ist bei der vorhandenen Maschine (Kenndaten im Anhang) gleich 22%. Das stellt eine große Herausforderung für die Rotorwinkelbestimmung mit dem Testsignal dar, da die zu erwartende Amplitudenänderung der hochfrequenten Stromkomponente, berechnet als

$$|\dot{i}_{hn}^p| = \frac{U_h (L_{\sigma q} - L_{\sigma d})}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}}, \quad (6.2)$$

knapp 32mA beträgt (für $U_h = 30V$ und $\omega_h = 2 \cdot \pi \cdot 1000Hz$) und damit im Bereich der Auflösung der Strommessung liegt. Das bringt eine hohe Ungenauigkeit bei der Winkelbestimmung. Noch dazu kommt der Einfluss auf das Testsignals des nicht vollständig kompensierten Verriegelungszeiteffektes, plus die Tatsache, dass die Induktivitätsverteilung der Maschine nur idealerweise sinusförmig ist (s. Abs. 2.3.2.1). Alle diese Fakten haben zusammen die Folge, dass ein fehlerhafter Rotorwinkel geschätzt wird. Dieser Winkel ist für die Lageregelung der Maschine nicht geeignet und deswegen beschränkt sich diese Arbeit nur auf die sensorlose feldorientierte Drehzahlregelung.

6.1 Sensorlose Drehzahlregelung

Die Regelungsstruktur zur feldorientierten sensorlosen Drehzahlregelung ist in Abb. 6.1 angezeigt. Es kommt das Prinzip des äußeren Drehzahlregelkreis mit einer unterla-

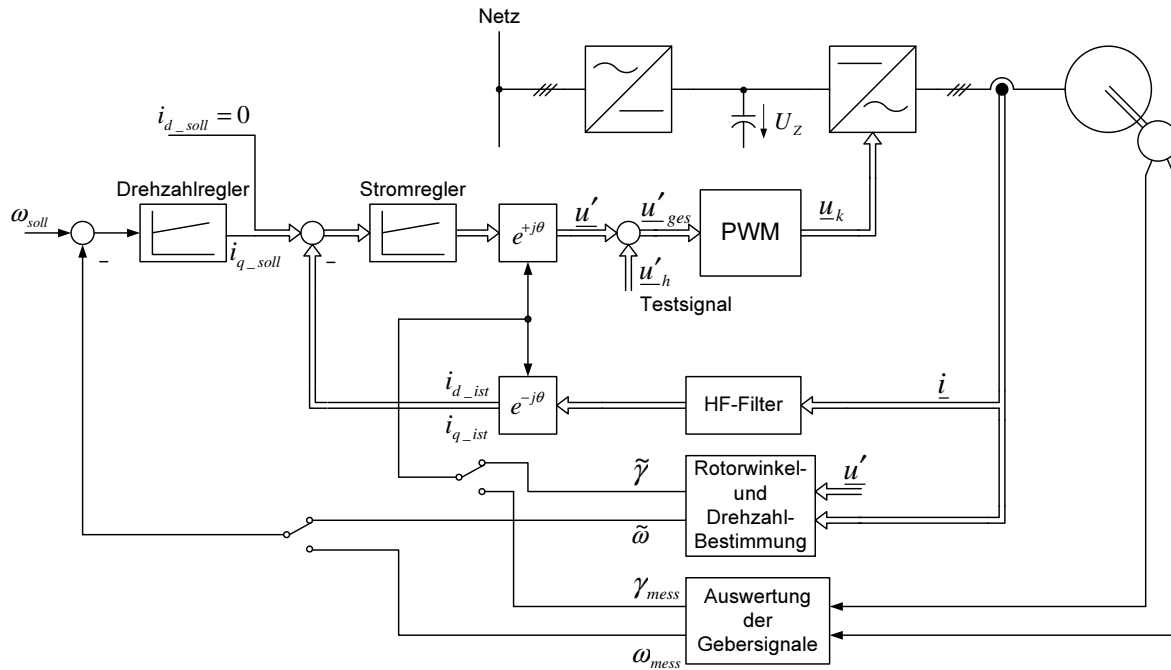


Abbildung 6.1: Struktur der sensorlosen Drehzahlregelung

gerten Zweikomponentenstromregelung im mit dem Rotorfluss synchron umlaufenden Koordinatensystem zur Anwendung. Der für die verschiedenen Koordinatentransformationen notwendige Rotorwinkel γ wird mittels des vorgestellten Modells zur Winkelbestimmung gewonnen. Der für die Regelung notwendige Drehzahlwert wird aus dem geschätzten Rotorwinkel ermittelt. Auf eine Verstärkung bzw. Schwächung des Rotorflusses durch die Einprägung eines Stromes in d-Richtung wird bewusst verzichtet.

6.1.1 Genauigkeit der Winkelbestimmung.

Für die Messung der Genauigkeit der Winkelbestimmung wurde die Drehzahl der Maschine mit Hilfe des Lagegebers geregelt. Abb. 6.2 zeigt die Sprungantwort der Drehzahlregelung für die zwei Varianten zur Einbindung der beiden Methoden zur Rotorwinkelbestimmung. Es wird eine obere Drehzahl für den Sprung eingestellt, bei der die Bestimmung mit dem Testsignal ausgeschaltet wird. So kann die statische und dynamische Genauigkeit der Bestimmung mit beiden Methoden gleichzeitig ausgewertet werden. Zum Zweck der Auswertung ist die Winkeldifferenz $\Delta\gamma$ zwischen dem gemessenen und dem geschätzten Rotorwinkel aufgenommen worden (mittlere Aufnahme).

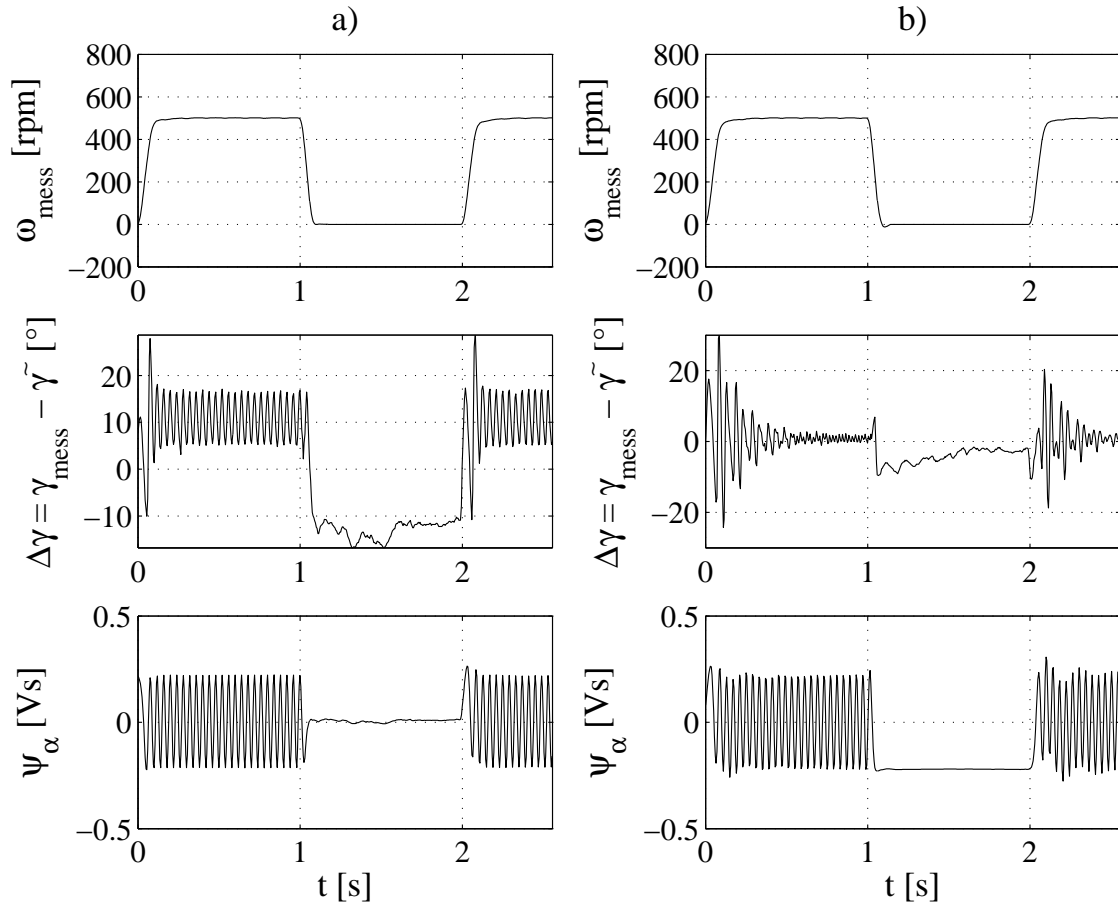


Abbildung 6.2: Vergleich zwischen den beiden Varianten zur Einbindung der Methoden
a) Variante mit proportionalwirkende Rückführung ($K = 39,67s^{-1}$)
b) Variante mit PI-Rückführung ($D = 0,2$; $\omega_m = 31,41s^{-1}$)

Bei der ersten Variante ist zu sehen, dass eine Phasenverschiebung von ca. 15° zwischen den beiden Winkeln vorhanden ist. Dies wird durch den großen Rückführungsfaktor K verursacht, der eine theoretische Phasenverschiebung gleich:

$$\Delta\phi = \phi_I - \phi_{PT1} = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\omega}{K}\right) = 14,17^\circ \quad (6.3)$$

bei der oberen Frequenz (25Hz bei $n=500\text{rpm}$) zur Folge hat. Es ist zu bemerken, dass noch ein Offset in den berechneten Komponenten des Statorflusses trotz dieses großen Faktors vorhanden ist (wie im Abs. 3.1.1.3 schon erwähnt worden ist). Dieser Offset ist die Ursache der überlagerten Schwingung mit 25Hz, die bei der Winkeldifferenz deutlich zu sehen ist. Der Einschwingvorgang ist bei dieser Variante sehr schnell.

Wie aus Abb. 6.2-b hervorgeht, wird der Offset bei der Variante mit PI-Rückführung nach dem Einschwingen vollständig kompensiert. Die Phasenverschiebung bei der ein-

gestellten oberen Frequenz ist fast Null aufgrund der eingestellten Parameter des PI-Reglers. Zu bemerken ist, dass der Einschwingvorgang jetzt länger dauert, da die Dämpfung des Filters klein eingestellt wurde ($D = 0,2$).

Im Stillstand zeigt sich die Winkeldifferenz für die beiden Varianten mit Ausnahme der unterschiedlichen Phasenverschiebung prinzipiell gleich. Der Unterschied ist auf eine unterschiedliche Rotorlage bei jeder Aufnahme zurückzuführen, da Verzerrungen im mit dem Testsignal geschätzten Winkel trotz der Verriegelungszeitkompensation vorhanden sind (s. Abb. 5.13). Trotz dieses Unterschiedes bleibt die Winkeldifferenz für die beiden Varianten innerhalb von 20° elektrisch. Bei diesem Fehler in der Rotorkwinkelbestimmung sind immerhin noch 94% des Stroms drehmomentbildend, da diese Komponente um den Faktor $\cos \Delta\gamma$ proportional zum Betrag des Stroms ist. Somit ist die erreichte Genauigkeit der Winkelbestimmung ausreichend für die feldorientierte Regelung der Maschine bei Anwendungen, die keine oder geringe Anforderung an die Drehmomentwelligkeit stellen.

6.1.2 Dynamik des Bestimmungsverfahrens.

Die Beurteilung der Leistungsfähigkeit der umgesetzten sensorlosen Drehzahlregelung ermöglichen die Sprungantworten in Abb. 6.3. Genau so wie im vorherigen Fall, wird die Winkeldifferenz zwischen gemessenem und geschätztem Winkel aufgenommen. Die Einstellung des Drehzahlreglers ist ebenfalls die gleiche. Es ist zu bemerken, dass ein größeres Überschwingen bei der sensorlosen Drehzahlregelung entstanden ist. Das ist auf die Anwendung der geschätzten Drehzahl $\tilde{\omega}$ als Istwert für die Regelung zurückzuführen, da die Dynamik des Bestimmungsverfahrens aufgrund der notwendigen Filterung geringer als die bei der direkten Messung ist. Trotzdem hält sich das Überschwingen mit einem Wert von maximal 14% in Grenzen, was für die ausreichende Dynamik des Bestimmungsverfahrens spricht.

6.1.3 Reversiervorgang

Die in diesem Abschnitt vorgestellten Verläufe wurden nur für die Variante mit proportionalwirkender Rückführung aufgenommen. Es wurde ein Reversiervorgang mit der sensorlosen drehzahlgeregelten Maschine durchgeführt. Die an den Motor angekoppelte Lastmaschine ist eine permanenterregte Gleichstrommaschine mit angeschlossenem

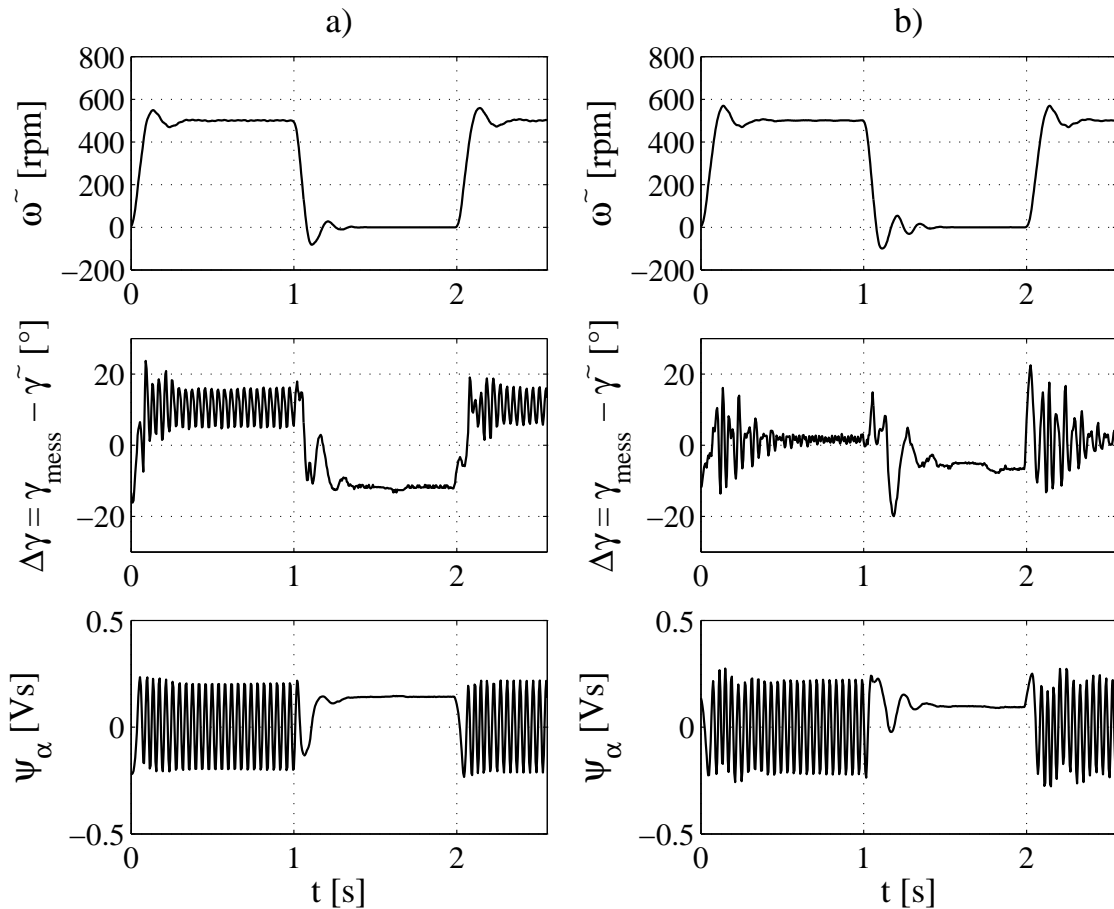


Abbildung 6.3: Sprungantwort der geberlosen Drehzahlregelung vom Stillstand bis 33% n_N (Leerlauf)

- a) Variante mit proportional Rückführung ($K = 39,67\text{s}^{-1}$)
- b) Variante mit PI-Rückführung ($D = 0,2$; $\omega_m = 31,41\text{s}^{-1}$)

Lastwiderstand. Es wurde eine Belastung von 80% der Nennlast bei der Enddrehzahl eingestellt.

In Abb. 6.4 wurde der Reversiervorgang innerhalb des unteren Drehzahlbereiches durchgeführt. Somit findet keine Sperre der Bestimmung mit dem Testsignal statt. Die drehmomentbildende Stromkomponente i_q wird während des Reversierens auf den Nennstrom der Maschine begrenzt.

Bei dem Reversiervorgang in Abb. 6.5 wird in den oberen Drehzahlbereich gesprungen. Somit wird das Testsignal nur während des Übergangs eingeschaltet und die auf ihm basierte Winkelbestimmung freigegeben. Bemerkenswert ist die gute Übereinstimmung zwischen gemessenem und geschätztem Rotorwinkel bei beiden Aufnahmen.

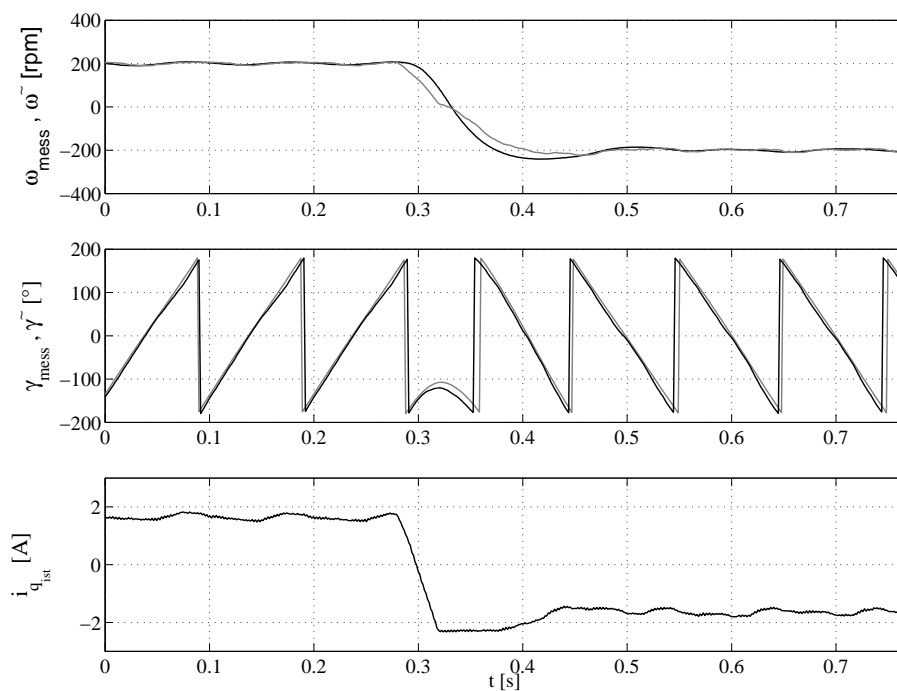


Abbildung 6.4: Reversiervorgang im unteren Drehzahlbereich bei 80% Belastung

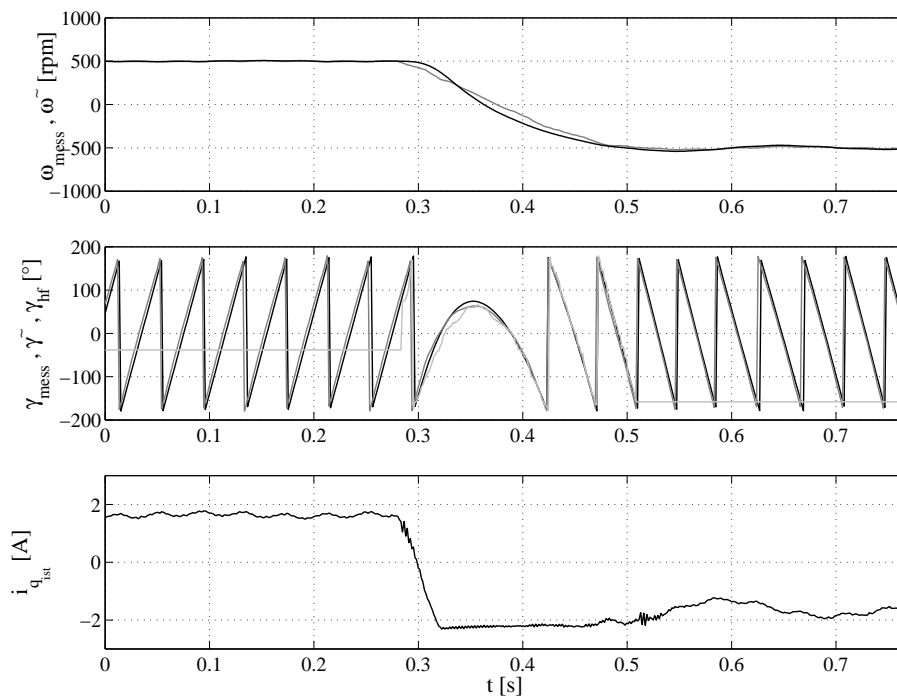


Abbildung 6.5: Reversiervorgang in den oberen Drehzahlbereich bei 80% Belastung

7 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der feldorientierten Regelung der permanent-erregten Synchronmaschine ohne mechanischen Geber. Im Zusammenhang mit der Entwicklung der geberlosen Regelung wurden in der vorliegenden Arbeit die folgenden Anforderungsschwerpunkte in den Mittelpunkt gestellt:

- Die industrielle Einsetzbarkeit des sensorlosen Verfahrens für kostengünstige Antriebe aus dem Low-End-Bereich muss gesichert werden.
- Hieraus folgend müssen einfache Schätzalgorithmen benutzt werden, die keine zusätzlichen Sensoren außer den gewöhnlichen Stromsensoren benötigen und sich mittels kostengünstiger Signalprozessoren implementieren lassen.
- Der gesamte Drehzahlbereich bis zum Stillstand muss abgedeckt werden.

Aus einer gründlichen Untersuchung des Standes der Technik zu diesem Thema folgt, obwohl seit mehreren Jahren auf diesem Gebiet geforscht wird, dass es nur wenige Verfahren gibt, die für den Einsatz in kostengünstigen industriellen Anwendungen geeignet sind. Von den verschiedenen möglichen Verfahren wurden zwei ausgewählt, mit denen sich die oben formulierten Anforderungen erfüllen lassen.

Eines der Verfahren wird aus dem Grundwellenmodell der Maschine hergeleitet und nutzt die Integration der induzierten Spannung, um den Rotorfluss und damit den Rotorwinkel zu schätzen. Der Offset bei der offenen Integration wird mittels Anwendung eines Integrierers mit Rückführung unterdrückt, wobei zwei Varianten der Rückführung vorgestellt und verglichen werden. Die Variante mit PI-Rückführung hat den Vorteil, dass der Offset im Ausgangssignal vollständig eliminiert wird. Nachteilig ist dabei eine langsame und schwingungsbehaftete Antwort zu den Transienten in der als Eingangssignal verwendeten Spannung. Dies kann unter Umständen zu instabilem Verhalten der Regelung führen, insbesondere bei Anwendungen, die prinzipbedingt ein schwingungsfähiges System bilden (z.B. Schwungsgrad, Motoren mit magnetischen Lagern).

Das in dieser Arbeit vorgestellte zweite Verfahren nutzt parasitäre Sekundäreffekte der Maschine, um die Rotorposition bzw. den Rotorflusswinkel bei niedriger Drehzahl und im Stillstand zu bestimmen. Die Eisensättigung der Streuwege durch das Feld der Permanentmagneten ist die Hauptursache einer von der Rotorposition abhängigen Streuinduktivität, die mittels der Einprägung eines Testsignals detektiert wird. Als Testsignal wird ein hochfrequenter rotierende Spannungsraumzeiger mit relativ zur maximalen Ausgangsspannung des Wechselrichters kleiner Amplitude ($U_h = 30V = 20\% U_{max}$) der aus der Stromregelung resultierenden Grundschwingungsspannung überlagert. Der als Antwort der Maschine sich ergebende hochfrequente Strom wird zum Zweck der Rotorwinkelbestimmung ausgewertet.

Die Theorie zur Auswertung des hochfrequenten Stromes (Demodulation) wird anhand eines hochfrequenten Maschinenmodells detailliert vorgestellt. Der Vergleich der theoretischen Ergebnissen mit den Messungen an der Maschine hat gezeigt, dass es einen Widerspruch zwischen Theorie und Praxis gibt. Der Widerspruch besteht darin, dass die im Signalprozessor gemessenen Komponenten des hochfrequenten Stromes eine von der Theorie unterschiedliche Phasenverschiebung im Bezug auf die hochfrequenten Spannung aufweisen. Das führt dazu, dass der aus der Demodulation sich ergebende Winkel eine Phasendrehung bezüglich des theoretischen Winkel für die gleiche Rotorposition aufweist.

Die Untersuchung der Ursache des Widerspruches hat gezeigt, dass er durch einen in der theoretischen Betrachtung vernachlässigten ohmschen Anteil im Maschinenmodell bzw. im Wechselrichter verursacht wird. Alle anderen möglichen Ursachen für eine Phasenverschiebung der Signale können ausgeschlossen werden. Die Messung der Impedanz der Maschine bei hochfrequenter Anregung lässt den Schluß zu, dass die unterschiedliche Phasenverschiebung auf den Einfluss des Wechselrichters zurückzuführen ist. Er bewirkt, dass ein größerer Widerstand als der reale vom Testsignal gesehen wird mit der darauffolgenden Abweichung vom theoretischen Fall.

Anhand dieser Erkenntnisse wurde die Theorie der Demodulation unter Berücksichtigung des ohmschen Anteils erweitert. Simulationen mit dem vollständigen hochfrequenten Maschinenmodell wurden durchgeführt, um die theoretischen Ergebnisse über die Einstellung der Modellparameter an die gemessenen Verläufe anzunähern. Es wurden Parameter ermittelt, mit denen die hergeleitete Gleichung eine ähnliche Phasenverschiebung für den geschätzten Winkel ergeben hat, wie es bei der Messung festgestellt wurde. Darüberhinaus konnte der Unterschied zur Theorie erklärt werden, dass der geschätzte

Rotorwinkel ohne zusätzliche Korrektur näherungsweise gleich dem tatsächlichen Rotorwinkel ist. Dies ist allerdings nicht für alle Kombinationen Wechselrichter+Maschine zutreffend und muss deswegen für jeden Fall genauer untersucht werden, um ggf. eine Korrektur des Winkels vorzunehmen.

Die praktische Umsetzung der geberlosen Regelung spielt eine zentrale Rolle in dieser Arbeit. Sie wurde deswegen detailliert vorgestellt. Dazu werden die Eigenschaften des verwendeten Versuchsaufbaus beschrieben. Besondere Beachtung wird den Eigenschaften geschenkt, die einen Einfluss auf die Rotorwinkelbestimmung mit dem Testsignal aufweisen. Dabei wurde festgestellt, dass eine für die Erfassung des hochfrequenten Stromes zu grobe Auflösung zu einem geschätzten Winkel mit großen Störungen führt. Dieser Winkel kann nicht direkt für die Regelung benutzt werden. Es ist eine zusätzliche Filterung unbedingt notwendig.

Weitere Punkte bezüglich der für die Auswertung bzw. Filterung des Testsignals notwendigen Signalverarbeitung werden analysiert. Dazu gehören die Auslegung und Programmierung des digitalen Bandpassfilters, der nur die Komponente des Statorstroms mit der Frequenz des Testsignals durchlassen muss, sowie die Implementierung der Filtersstruktur, um die Testsignalkomponente aus den Rückführungssignalen für die Stromregelung herauszufiltern. Bei der Lösung beider Aufgaben werden neue Ansätze erfolgreich umgesetzt.

Ein wichtiger Punkt bei der Rotorwinkelbestimmung mit dem Testsignal ist die Ermittlung des Einflusses der Nichtlinearität des Wechselrichters. Sie ist Gegenstand einer gesonderten Untersuchung. Dabei wird nachgewiesen, dass die hochfrequente Spannung aufgrund des Effektes der Verriegelungszeit in Abhängigkeit von der Amplitude des Grundschwingungsstroms verzerrt wird. Diese Verzerrungen wirken auf den hochfrequenten Strom und damit auf den geschätzten Winkel. Ein neues Verfahren zur Kompensation bzw. Eliminierung der Verriegelungszeit wird vorgestellt und praktisch umgesetzt. Die Messergebnisse zeigen, dass damit die Verzerrungen des Winkels verringert aber nicht vollständig eliminiert werden. Demzufolge ist wieder eine zusätzliche Filterung des geschätzten Winkel erforderlich, bevor er zum Zweck der feldorientierten Regelung benutzt werden kann.

Die Einbindung der beiden Bestimmungsverfahren wird durch deren Kombination zu einem sogenannten hybriden Flussmodell realisiert. Bei dieser Struktur wirkt das auf dem Testsignal beruhende Verfahren als Korrektur des gewöhnlichen Flussmodells im niedrigen Drehzahlbereich und im Stillstand. Dabei erfolgt eine Filterung des mit dem

Testsignal geschätzten Winkels ohne damit die Dynamik der Bestimmung zu verschlechtern. Im oberen Drehzahlbereich wird das Testsignal ausgeschaltet, so dass der Rotorwinkel nur durch die Integration der induzierten Spannung geschätzt wird. Die Vorteile der vorgestellten Lösung sind zum einen die Einführung der (wie oben erklärten) notwendigen Filterung des Winkels aus der Bestimmung mit Testsignal und zum anderen der sanfte Übergang zwischen den beiden Verfahren in Abhängigkeit von der Drehzahl.

Als kritischer Punkt bei der Rotorwinkelbestimmung mit dem Testsignal hat sich die Klärung der 180° -Unbestimmtheit erwiesen. Sie wird in Rahmen dieser Arbeit durch die Ausrichtung des Rotors vor dem Anlauf der Maschine eindeutig geklärt und somit der geschätzte Winkel richtig initialisiert. Diese Technik ist nicht bei aller Anwendungen erlaubt, da sie die freie Bewegung des Läufers erfordert. Die Umsetzung einer der im Abs. 2.3.2.3 beschriebenen Methoden zur Bestimmung der absoluten Anfangsposition bleibt künftigen Arbeiten vorbehalten.

Nach der Initialisierung des Winkels ist die absolute Rotorposition bekannt und damit kann diese zur feldorientierten Regelung benutzt werden. Trotzdem kann es passieren, dass unter bestimmten Bedingungen ein Fehler bei der Bestimmung auftritt, d.h. eine Phasendrehung des geschätzten Winkels um 180° . Eine mögliche Ursache solcher Fehler sind schnelle und höhere Transiente in den Phasenströmen, die als Anregung des Bandpassfilters wirken und damit zu Einschwingungsvorgängen an dessen Ausgang führen. Solche schnelle Stromtransiente sind typischerweise bei hochdynamischen Servoantrieben vorhanden, bei denen eine Lageregelung als übergeordnete Regelung realisiert wird. Aus diesem Grund wäre es für solche Anwendungen notwendig, einen Korrekturmechanismus zu entwickeln, der die Ausgabe der richtigen absoluten Rotorposition unter allen Arbeitsbedingungen sicherstellt.

Trotz dieser Einschränkungen kann gesagt werden, dass das in dieser Arbeit vorgestellte Konzept der sensorlosen Regelung der permanenterregten Synchronmaschine für kostengünstige Antriebe mit niedrigen Anforderungen an die Dynamik ohne weiteres eingesetzt werden kann.

8 Anhang

8.1 Kenndaten der Maschine

Nennleistung	P_N	1,5 kW
Nennzahl	n_N	1500 RPM
Nennstrom	i_N	1,7 A
Strangwiderstand	R_s	5,4 Ω
Stranginduktivität	L_s	17,6 mH
Streuinduktivität (d-Richtung)	$L_{\sigma d}$	15,7 mH
Streuinduktivität (q-Richtung)	$L_{\sigma q}$	19,8 mH
Rotorflussverkettung	ψ_M	0,2236 Vs
Polpaarzahl	P_p	3

8.2 Einfluss des Synchronfilters auf der Grundswingungsstrom

Startpunkt der Herleitung ist die Gleichung des hochfrequenten Stromraumzeigers (Gl. (4.26)). Es gilt:

$$\underline{i}_h^s = I_p e^{j(\omega_h t - \frac{\pi}{2})} + I_n e^{j(2\omega t - \omega_h t + \frac{\pi}{2})}, \quad (8.1)$$

mit

$$I_p = \frac{U_h (L_{\sigma d} + L_{\sigma q})}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}}$$

$$I_n = \frac{U_h (L_{\sigma q} - L_{\sigma d})}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}}$$

Es wird angenommen, dass der Rotor sich nicht dreht und der Strom nach dem Prinzip der feldorientierte Regelung eingestellt wird. Somit ergibt sich der Grundswingungsstromraumzeiger für $\gamma = 0$ als:

$$\underline{i}_g^s = 0 + jI = I e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (8.2)$$

Der gemessene Strom ist gleich die Summe der beiden Stromraumzeiger:

$$\begin{aligned}\underline{i}^s &= \underline{i}_g^s + \underline{i}_h^s \\ \underline{i}^s &= I e^{j\frac{\pi}{2}} + I_p e^{j(\omega_h t - \frac{\pi}{2})} + I_n e^{j(-\omega_h t + \frac{\pi}{2})}\end{aligned}\quad (8.3)$$

Nach der Drehung in das mit dem Testsignal synchron umlaufendes Koordinatensystem ergeben sich die folgende Komponenten im gesamten Strom:

$$\underline{i}^h = I e^{j(-\omega_h t + \frac{\pi}{2})} + I_p e^{-j\frac{\pi}{2}} + I_n e^{j(-2\omega_h t + \frac{\pi}{2})}\quad (8.4)$$

Der Grundschwingung besitzt jetzt die Frequenz des Testsignals, während das Mitsystem des Testsignals eine Gleichgröße geworden ist. Als Ausgang des Tiefpassfilters, der in der vorliegenden Arbeit durch einen einfachen PT1-Glied umgesetzt wird, ergibt sich die folgende Gleichung:

$$\underline{i}_{tp}^h = V_{tp}(\omega_h) I e^{j(-\omega_h t + \frac{\pi}{2} + \phi_{tp}(\omega_h))} + I_p e^{-j\frac{\pi}{2}},\quad (8.5)$$

wobei V_{tp} und ϕ_{tp} die Verstärkung bzw. die Phasenverschiebung des Tiefpassfilters bei der Frequenz des Testsignals ω_h sind.

Die Drehung der gefilterten Signale in das ruhende Koordinatensystem (Multiplikation mal $e^{j\omega_h t}$) führt zu der folgenden Gleichung:

$$\underline{i}_{tp}^s = V_{tp}(\omega_h) I e^{j(\frac{\pi}{2} + \phi_{tp}(\omega_h))} + I_p e^{j(\omega_h t - j\frac{\pi}{2})}\quad (8.6)$$

Der Stromistwert ergibt sich nach der Aufschaltung dieses Signals zu dem gemessenen Strom als:

$$\begin{aligned}\underline{i}_{ist}^s &= \underline{i}^s - \underline{i}_{tp}^s \\ \underline{i}_{ist}^s &= I e^{j\frac{\pi}{2}} + I_n e^{j(-\omega_h t + \frac{\pi}{2})} - V_{tp}(\omega_h) I e^{j(\frac{\pi}{2} + \phi_{tp}(\omega_h))} \\ \underline{i}_{ist}^s &= I e^{j\frac{\pi}{2}} (1 - V_{tp}(\omega_h) e^{j\phi_{tp}(\omega_h)}) + I_n e^{j(-\omega_h t + \frac{\pi}{2})}\end{aligned}\quad (8.7)$$

In dieser Gleichung ist zu erkennen, dass ein Term zur Grundschwingung aufaddiert wird, dessen Amplitude und Phase von der Zeitkonstante des PT1-Gliedes abhängig sind. Dies wirkt sich als eine Phasendrehung des Grundschwingungsstroms aus, die durch eine Verschiebung des Winkels zur Transformation in das ruhende Koordinatensystem kompensiert werden kann. Es ist zu bemerken, dass das Gegensystem des hochfrequenten Stromraumzeigers im Stromistwert vorhanden ist. Die Auswirkung der Regelung auf dieses Signal ist aufgrund dessen kleiner Amplitude zu vernachlässigen.

Literaturverzeichnis

- [1] Cravero, Leandro G. *Entwurf, Auslegung und Betriebsverhalten von dauermagneterregten bürstenlosen Motoren kleiner Leistung*. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2006.
- [2] Kiel, Jürgen. *Regelung permanenterregter Synchronmaschinen ohne mechanischen Geber für den industriellen Einsatz*. Dissertation, Universität Paderborn, 2005.
- [3] Müller, Germar. *Elektrische Maschinen. Betriebsverhalten rotierender elektrischer Maschinen*. VEB Verlag Technik, Berlin, 1989.
- [4] Holtz, Joachim. *The representation of AC machine dynamics by complex signal flow graphs*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 42(3), June 1995.
- [5] Kovacs, K. P. ; Racz, I. *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen. Band I*. Verlag der ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest, 1959.
- [6] Schröder, Dirk. *Elektrische Antriebe 2. Regelung von Antrieben*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 1995.
- [7] Linke, Marco. *Injektion alternierender Trägersignale zur sensorlosen Regelung von Drehfeldmaschinen*. Dissertation, Bergische Universität Wuppertal, 2003.
- [8] Schrödl, Manfred. *Sensorless control of Permanent Magnet synchronous machines: An overview*. International Conference on Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC'04, Riga, 2004.
- [9] Montesinos, D. ; Galceran, S. ; Sudrià, A. *Sensorless operation methods for Permanent Magnet motors*. International Conference on Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC'04, Riga, 2004.

- [10] Silva, Cesar ; Asher, Greg ; Sumner, Mark. *An HF signal-injection based observer for wide speed range sensorless PM motor drives including zero speed*. European Conference on Power Electronics and Applications EPE'03, Toulouse, 2003.
- [11] Vogelmann, Heinrich. *Die permanenterregte umrichter gespeiste Synchronmaschine ohne Polradlagegeber als drehzahl geregelter Antrieb*. Dissertation, Universität Karlsruhe, 1986.
- [12] Schrödl, Manfred. *Sensorless control of AC machines*, volume 21 of *VDI-Fortschrittberichte*. VDI-Verlag Düsseldorf, 1992.
- [13] Frenzke, Thorsten. *Starting position-sensorless permanent magnet synchronous motors at any speed*. PCIM Europe Conference 2003, Nürnberg, 2003.
- [14] Rieder, Ulf-Helmut ; Robeischl, Ewald ; Schrödl, Manfred. *Examination of the short circuit model for sensorless PM synchronous motors with respect to torque ripple, measurement period and model deviation*. International Conference on Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC'02, Dubrovnik & Cavtat, 2002.
- [15] Sammoud, Hafedh. *Sensorreduktion bei der Regelung eines permanenterregten Synchronmotors mit grossem Feldschwächbereich*. Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 2004.
- [16] Frenzke, Thorsten ; Piepenbreier, Bernhard. *Position-sensorless control of direct drive permanent magnet synchronous motors for railway traction*. IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'04, Aachen, 2004.
- [17] Leksell, Mats ; Harnefors, Lennart ; Nee, Hans-Peter. *Machine design considerations for sensorless control of PM motors*. International Conference on Electrical Machines ICEM'98, Istanbul, 1998.
- [18] Frenzke, Thorsten. *Impacts of cross-saturation on sensorless control of surface permanent magnet synchronous motors*. European Conference on Power Electronics and Applications EPE'05, Dresden, 2005.
- [19] Consoli, Alfio. *AC machines sensorless control techniques based on high frequency signal injection*. International Conference on Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC'00, Kosice, 2000.

- [20] Budden, A. S. ; Holliday, D. ; Mellor, P. H. *Zero-speed sensorless position detection for permanent magnet synchronous machines*. IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'05, Recife, 2005.
- [21] Robeischl, Ewald ; Schrödl, Manfred. *Optimized INFORM measurement sequence for sensorless PM synchronous motor drives with respect to minimum current distortion*. IEEE Trans. on Industry Applications, 40(2), March/April 2004.
- [22] Schrödl, Manfred. *Statistic properties of the INFORM-Method in highly dynamic sensorless PM motor control applications down to standstill*. EPE Journal, 13(3), August 2003.
- [23] Preusser, Thomas. *Sensorless INFORM-control of permanent magnet synchronous machines*. EPE Journal, 13(3), August 2003.
- [24] Wang, Chuanyang ; Xu, Longya. *A novel approach for sensorless control of PM machines down to zero speed without signal injection or special PWM technique*. In Proc. of Applied Power Electronics Conferecne APEC'01, Anaheim, 2001.
- [25] Petrovic, Vladan ; Stankovic, Aleksandar M. ; Blasko, Vladimir. *Position estimation in salient PM synchronous motors based on PWM excitation transients*. IEEE Trans. on Industry Applications, 39(3), May/June 2003.
- [26] Lorenz, Robert D. *Sensorless drive control methods for stable, high performance, zero speed operation*. International Conference on Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC'00, Kosice, 2000.
- [27] Degner, Michael W. ; Lorenz, Robert D. *Using multiple saliencies for the estimation of flux, position and velocity in AC machines*. IEEE Trans. on Industry Applications, 34(5), September/October 1998.
- [28] Silva, Cesar ; Asher, Greg ; Sumner, Mark ; Bradley, J. K. *Sensorless rotor position control in a surface mounted PM machine using HF rotating injection*. EPE Journal, 13(3), August 2003.
- [29] Perassi, Hector D. ; Berger, Gothard ; Petzoldt , Jürgen. *Practical implementation of the sensorless field oriented control of a PMSM for wide speed range*. European Conference on Power Electronics and Applications EPE'05, Dresden, 2005.

- [30] Consoli, Alfio ; Scarcella, Giuseppe ; Testa, Antonio. *Industry application of zero-speed sensorless control techniques for PM synchronous motors*. IEEE Trans. on Industry Applications, 37(2), March/April 2001.
- [31] Corley, Matthew J. ; Lorenz, Robert D. *Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds*. IEEE Trans. on Industry Applications, 34(4), July/August 1998.
- [32] Jang, Ji-Hoon ; Sul, Seung-Ki ; Ha, Jung-Ik ; Ide, Kozo ; Sawamura, Mitsujiro. *Sensorless drive of surface-mounted PM motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency*. IEEE Trans. on Industry Applications, 39(4), July/August 2003.
- [33] Schmidt, Peter B. ; Gasperi, Michael L. ; Ray, Glen ; Wijenayake, Ajith H. *Initial rotor angle detection of a non-salient pole permanent magnet synchronous machine*. IEEE Ind. Applications Society Annual Meeting, New Orleans, 1997.
- [34] Schrödl, Manfred ; Lambeck, Michael ; Robeischl, Ewald. *Implementation of the INFORM method in a commercial converter for sensorless PM synchronous drives*. PCIM Europe Conference PCIM'02, Nürnberg, 2002.
- [35] Harke, Michael C. ; Raca, Dejan ; Lorenz, Robert D. *Implementation issues for fast initial position and magnet polarity identification of PM synchronous machines with near zero saliency*. European Conference on Power Electronics and Applications EPE'05, Dresden, 2005.
- [36] Bonvin, F. ; Perriard., Y. *BLDC motor position detection at standstill*. European Conference on Power Electronics and Applications EPE'01, Graz, 2001.
- [37] Kim, Hyunbae ; Huh, Kum-Kang ; Lorenz, Robert D. ; Jahns; Thomas M. *A novel method for initial rotor position estimation for IPM synchronous machine drives*. IEEE Trans. on Industry Applications, 40(5), September/October 2004.
- [38] Quan, Juntao ; Holtz, Joachim. *Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a non linear inverter model and parameter identification*. IEEE Trans. on Industry Applications, 38(4), July/August 2002.
- [39] Holtz, Joachim. *Sensorless control of induction machines- with or without signal injection?* International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment OPTIM'04, Brasov, Romania, 2004.

- [40] Kories, R. ; Schmidt-Walter, H. *Taschenbuch der Elektrotechnik*. Verlag Harri Deutsch, Thun und Frankfurt am Main, 2000.
- [41] Teske, Nicolas ; Asher, Greg ; Sumner, Mark ; Bradley, J. K. *Analysis and suppression of High-Frequency inverter modulation in sensorless position-controlled induction machine drives*. IEEE Trans. on Industry Applications, 39(1), January/February 2003.
- [42] Teske, Nikolas ; Spiteri Steines, Cyril ; Cilia, Joseph ; Asher, Greg. *Sensorless position and speed estimation in induction machines*. International Conference on Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC'02, Dubrovnik & Cavtat, 2002.
- [43] Kiel, Jürgen ; Beineke, Stephan ; Bünte, Andreas. *Sensorlose Drehmomentregelung permanenterregter Synchronmaschinen im unteren Drehzahlbereich und Stillstand*. SPS/IPC/Drives Conference 2001, Nürnberg, 2001.
- [44] Kiel, Jürgen ; Beineke, Stephan ; Bünte, Andreas. *Sensorless torque control of permanent magnet synchronous machines over the whole operating range*. International Conference on Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC'02, Dubrovnik & Cavtat, 2002.
- [45] Briz, Fernando ; Degner, Michael W. ; Guerrero, Juan ; Zamarrón, Antonio ; Lorenz, Robert. *Implementation issues affecting the performance of carrier signal injection based sensorless controlled AC drives*. IEEE Ind. Applications Society Annual Meeting, Chicago, 2001.
- [46] Grossmann, Uwe. *Frequenzselektive Regelung eines parallelen Hybridfilters zur Oberschwingungskompensation in Energieversorgungsnetzen*. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2005.
- [47] Bronstein, I. N. ; Semendjajew, K. A. *Taschenbuch der Mathematik*. B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1985.
- [48] Holtz, Joachim. *Pulsewidth modulation for electric power conversion*. Proceedings of the IEEE, 82(8), August 1994.
- [49] Filka, Roman ; Asher, Greg ; Wheeler, Patrick ; Silva, Cesar. *Analysis of the influence of converter non-linearities on performance of sensorless controlled syn-*

- chronous PM machine algorithms*. European Conference on Power Electronics and Applications EPE'03, Toulouse, 2003.
- [50] Bose, Bimal K. *Modern power electronics and AC drives*. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ 07458, 2002.
- [51] Reichenbächer, René. *Entwurf einer Steuerung eines pulswechselrichter gespeisten asynchronen Linearmotors mit einem digitalen Signalprozessor TMS 320C31*. Diplomarbeit, TU Ilmenau, 1998.
- [52] Pan, Hangwen. *Ermittlung der Rotorposition und des Feldwinkels durch indirekte Messung der Streuinduktivität zum Zweck der drehgeberlosen feldorientierten Regelung von Asynchronmaschinen*. Dissertation, Bergische Universität Wuppertal, 2001.

Thesen

- Die nach dem Prinzip der Feldorientierung geregelte, permanenterregte Synchronmaschine ist aufgrund ihrer guten Eigenschaften und der immer sinkenden Kosten der Magnetmaterialien auch für Anwendungen mit geringer Anforderung an der Dynamik oder Positioniergenauigkeit interessant. Diese Anwendungen sind aber durch einen steigenden Kostendruck charakterisiert. Der Verzicht auf den Lagegeber ermöglicht, die Kosten des gesamten Antriebssystems deutlich zu reduzieren, so dass kostengünstiger und kompakterer Antriebslösungen angeboten werden können.
- Für die Rotorwinkelbestimmung im gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand sind immer zwei unterschiedlichen Verfahren einzusetzen: ein modellbasiertes Verfahren, das die in der Statorwicklung induzierte Spannung nutzt und deswegen im oberen Drehzahlbereich angewendet wird und ein auf der Testsignaleinprägung basierten Verfahren, das anhand der Abhängigkeit der Ständerinduktivität von der Rotorlage den Rotorwinkel im unteren Drehzahlbereich und im Stillstand bestimmt.
- Für die Genauigkeit bei der Rotorwinkelbestimmung mit dem Testsignal spielen nicht nur die Eigenschaften der Maschine eine wesentliche Rolle, sondern auch die Einzelheiten deren praktischen Umsetzung mittels industrietauglicher Komponenten.
- Das zur Minimierung des Verriegelungszeiteffektes vorgestellte Pulsverfahren reicht nicht allein, um die Verzerrungen im mit dem Testsignal geschätzten Rotorwinkel vollständig zu eliminieren. Eine zusätzliche Filterung dieses Winkels ist unbedingt notwendig, bevor er zur feldorientierten Regelung benutzt werden kann.
- Die Kombination der zwei Verfahren in einer einzigen Struktur gewährleistet eine Filterung des mit dem Testsignal geschätzten Winkels ohne damit die Dynamik der Bestimmung zu verschlechtern. Außerdem wird damit der sanfte Übergang zwischen den beiden Verfahren in Abhängigkeit von der Drehzahl erreicht.