Jürgen Kiel

Regelung permanenterregter Synchronmaschinen ohne mechanischen Geber für den industriellen Einsatz

Cuvillier Verlag Göttingen

Regelung permanenterregter Synchronmaschinen ohne mechanischen Geber für den industriellen Einsatz

Zur Erlangung des akademischen Grades
DOKTOR-INGENIEUR (Dr.-Ing.)
von der Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik
der Universität Paderborn
genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Jürgen Kiel
aus Köln

Referent:	Prof. Dr.-Ing. H. Grotstollen
Korreferent:	Prof. Dr. techn. F. Gausch
Tag der mündlichen Prüfung:	3. Juni 2005

Paderborn 2005

D 14-208

Bibliografische Information Der Deutschen Bibliothek
Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über http://dnb.ddb.de abrufbar.
1. Aufl. - Göttingen : Cuvillier, 2005
Zugl.: Paderborn, Univ., Diss., 2005
ISBN 3-86537-717-3

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2005
Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen
Telefon: 0551-54724-0
Telefax: 0551-54724-21
www.cuvillier.de

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.
1. Auflage, 2005
Gedruckt auf säurefreiem Papier

ISBN 3-86537-717-3

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Fachgebiet für Leistungselektronik und elektrische Antriebstechnik (LEA) an der Universität Paderborn und während meiner Tätigkeit in der Grundlagenentwicklung der Firma LUST-Antriebstechnik, Lahnau.

Mein besonderer Dank gilt hierbei meinem Doktorvater, Herrn Prof. Dr.-Ing. Horst Grotstollen, für die Betreuung, vielfältige Unterstützung und zahlreichen Anregungen sowie die Begutachtung meiner Arbeit. Als Fachgebietsleiter ermöglicht er außerdem das ausgesprochen gute und freundschaftliche Arbeitsklima im Fachgebiet.

Herrn Prof. Dr. techn. Felix Gausch danke ich gleichfalls für die Übernahme des Korreferats und das meiner Arbeit entgegengebrachte Interesse.

Ermöglicht wurde mir diese Arbeit durch die Firma LUST-Antriebstechnik, die mir das relativ freie Arbeiten an der Universität Paderborn gestattete und mich im Anschluss mit entsprechenden Aufgaben im Unternehmen betraute. Hierfür möchte ich mich insbesondere bei Herrn Karl-Heinz Lust, Herrn Dipl.-Phys. Jürgen Rühl und Herrn Dr.-Ing. Andreas Bünte bedanken.

Mein Dank gilt ferner meinen Kollegen für die gute Zusammenarbeit und die Hilfsbereitschaft. Namentlich erwähnen möchte ich hierbei die Herren Dr.-Ing. Stephan Beineke und Dipl.-Ing. Ulrich Koch.

Zu guter Letzt möchte ich mich noch bei meiner Familie und meinen Freunden für die Unterstützung während der Erstellung dieser Arbeit bedanken.

Jürgen Kiel
Köln, Dezember 2005

Ordnung ist das halbe Leben -
woraus mag die andere Hälfte bestehen?

Heinrich Böll

Inhaltsverzeichnis

Verzeichnis wichtiger Formelzeichen und Symbole **vii**

1 Einleitung **1**

2 Grundlagen **3**
2.1 Einsatzgebiete für sensorlose Verfahren 3
2.2 Randbedingungen für den Einsatz geberloser Systeme im industriellen Umfeld 4
2.3 Modellierung der permanenterregten Synchronmaschine 5
2.4 Polradorientierte Regelung 7
2.5 Übersicht über bekannte Verfahren 9
2.6 Abhängigkeit der Statorinduktivität 11
2.6.1 Induktivitäten bei Berücksichtigung der magnetischen Sättigung . . 12
2.6.2 Drehmoment bei Berücksichtigung der magnetischen Sättigung . . . 16
2.6.3 Bestimmung der differentiellen Induktivität 16
2.7 Versuchsaufbau 21

3 Verfahren zur Lageschätzung **23**
3.1 Flussschätzer 23
3.1.1 Prinzip des Flussschätzers 24
3.1.2 Fehlerkompensation 24
3.1.3 Anmerkungen zur Realisierung 27
3.2 Lageschätzung über die magnetische Asymmetrie 29
3.2.1 Aufschalten eines Testsignals 30
3.2.2 Bestimmung der Induktivitätsverteilung 31
3.2.3 Bestimmung der Rotorlage 33
3.2.4 Bewertung des Verfahrens 34
3.2.5 Messergebnisse 36
3.3 Gesteuerter Hochlauf 37
3.4 Vergleich der Verfahren 39
3.5 Verfahrenswechsel 40
3.5.1 Wechsel zwischen Induktivitätsmessung und Flussschätzung 41
3.5.2 Wechsel zwischen gesteuertem und geregeltem Betrieb 42
3.6 Initialisierung 46

4 Verfahren zur Drehzahlschätzung **51**
4.1 Differenzierer . . . 52
4.2 Nachlaufsynchronisation (PLL) . . . 54
4.3 Beobachter . . . 56
4.3.1 Beobachterstruktur . . . 56
4.3.2 Entwurf eines modalen Beobachters . . . 58
4.3.3 Beobachterentwurf nach Ackermann . . . 60
4.3.4 Erweiterte Beobachterstruktur . . . 62
4.3.5 Kombination von Differenzierer und Beobachter . . . 64
4.4 Vergleich und Bewertung . . . 66

5 Anwendung auf schnelle Synchronmaschinen **69**
5.1 Beschreibung der Applikationen . . . 70
5.2 Implementiertes Verfahren . . . 71
5.2.1 Ausrichtphase . . . 71
5.2.2 Gesteuerter Anlauf . . . 73
5.2.3 Geregelter Betrieb . . . 73
5.3 Einsatz von Filtern . . . 74
5.4 Messergebnisse . . . 76

6 Zusammenfassung **85**

Anhang **87**

A Berechnungen **87**
A.1 Aufschaltung eines Gleichanteils bei der Initialisierung . . . 87

B Technische Daten des Prüfstands **91**
B.1 Maschinenparameter Servomotor . . . 91
B.2 Umrichter . . . 92
B.3 Modifizierter Umrichter . . . 92
B.4 Maschinenparameter Flüssigkeitspumpe . . . 93
B.5 Maschinenparameter Labormaschine . . . 93
B.6 Elektrische Daten der Drossel incl. 250m Kabel . . . 93
B.7 Maschinenparameter Turbomolekularpumpe 1 . . . 94
B.8 Maschinenparameter Turbomolekularpumpe 2 . . . 94
B.9 DSP-Board . . . 95

Literaturverzeichnis **96**

Verzeichniss wichtiger Formelzeichen und Symbole

mathematische Operatoren

$*$	Sollwert
$\tilde{}$	Schätzwert
$\hat{}$	Schätzwert, Amplitude
$\underline{\ }$	Vektorielle Größe, Zeigergröße
$\Im\{\ \}$	Imaginärteil
Δ	Differenz

Formelzeichen und Symbole

A	Systemmatrix
B	Eingangsmatrix
c_n	Amplitude des n. Fourierkoeffizienten (komplexe Darstellung)
C	Ausgangsmatrix, Kapazität
D	Durchgriffsmatrix
f; f_{abt}; f_S	Frequenz; Abtastfrequenz; Schaltfrequenz
$f(...)$	Funktion, abhängig von ...
$G(s)$	Übertragungsfunktion
i; i_S; I_S	Strom; Ständerstrom; Effektivwert des Ständerstroms
i_μ	Magnetisierungsstrom
J	Massenträgheitsmoment
K_p; T_n	Streckenverstärkung; Streckenzeitkonstante
L; L_δ	Induktivität; differenzielle Induktivität
m_L; m_M	Lastmoment; von der Maschine aufgebrachtes Moment
n	Drehzahl, natürliche Zahl
p	Polpaarzahl
Q; Q_B	Transformationsmatrix (Rotationsmatrix); Beobachtbarkeitsmatrix
r	Korrektur- bzw. Rückführgröße
R	Widerstand, Rotationsmatrix
t	Zeit
u; u_S; U_S; U_{ZK}	Spannung, Eingangsgröße; Ständerspannung; Effektivwert der Ständerspannung; Zwischenkreisspannung
x	Zustandsgröße

y	Ausgangsgröße
Z	Impedanz
ε_{RS}	Winkel zwischen Rotor- und Statorfeld
η; η_{IS}	Wirkungsgrad; Richtung des Stromzeigers im gesteuerten Betrieb
κ	Verstärkungsfaktor der drehzahlabhängigen Lagekorrektur, Entwurfsparameter für den Beobachterentwurf
μ	Permeabilität
ω	Kreisfrequenz
φ; φ_n	Phase; Phase des n. Fourierkoeffizienten (komplexe Darstellung)
ψ; Ψ_P	magnetischer Fluss; Polradfluss
ξ	Richtung in der Rotorebene

tiefgestellte Indizes

a, b, c	Komponenten in den Strangrichtungen
d, q	Komponenten in rotorfesten Koordinaten
diff	über einen Differenzierer bestimmte Größe
D	Drossel
F	Filter
HP; I; TP	Hochpass; Integrator; Tiefpass
IS	auf den gesteuerten Stromzeiger bezogen
k	Zählindex für Abtastperioden
kor	Korrektur
min; max	Minimalwert; Maximalwert
N	Bemessungswert
obs	über einen Beobachter bestimmte Größe
S	Statorgröße
uU; oU	untere Umschaltfrequenz; obere Umschaltfrequenz
test	Testsignal
trans	im Übergangsbereich zur Transformation verwendete Größe
x, y	Komponenten in am Statorstrom orientierten Koordinaten
α, β	Komponenten in statorfesten Koordinaten
Ψ	über den Flussschätzer bestimmte Größe

hochgestellte Indizes

R	Größe in rotorfesten Koordinaten
S	Größe in statorfesten Koordinaten

Abkürzungen

AP	Arbeitpunkt
G	(Lage- / Drehzahl-) Geber
PLL	Phase Locked Loop, Phasennachlaufsynchronisation
PSM	Permanenterregte Synchronmaschine

Kapitel 1

Einleitung

Umrichtergespeiste geregelte Drehstromantriebe stellen in vielen Bereichen der industriellen Anwendung den Stand der Technik dar. Wegen ihres guten Wirkungsgrads, ihrer hohen Leistungsdichte und ihrer guten regelungstechnischen Eigenschaften kommt dabei der permanenterregten Synchronmaschine eine besondere Bedeutung zu. Unübersehbar sind hierbei folgende Trends:

- Der Bedarf an Linearmaschinen steigt seit geraumer Zeit stetig.
- Rotative (hochpolpaarige) Direktantriebe erlauben den Verzicht auf Getriebe, wodurch eine höhere Dynamik bei gleichzeitig geringerem Bauraumbedarf und geringeren Systemkosten erreicht werden kann.
- Die Systemkosten (Motor, Servoverstärker, Geber, Installationsaufwand usw.) insbesondere bei Anwendungen mit geringen Anforderungen an die Dynamik oder Positioniergenauigkeit sind einem steigenden Kostendruck unterworfen.
- Schnelldrehende Maschinen (niederpolpaarige Direktantriebe) werden mit immer höheren Drehzahlen betrieben. Hierbei kommen mittlerweile permanenterregte Synchronmaschinen in immer stärkerem Maße zum Einsatz.

Diese Arbeit setzt bei den beiden letzten Punkten an:

- Durch den Verzicht auf den Lagegeber können die Systemkosten deutlich gesenkt werden. Auch wenn dieser Ansatz seit mehreren Jahren auf vielfältige Weise verfolgt wird, hat sich im industriellen Umfeld noch keine Lösung in nennenswertem Umfang durchsetzen können. In dieser Arbeit werden hierzu neue Ansätze vorgestellt.
- Von einer sinusförmigen Speisung der schnelllaufenden permanenterregten Synchronmaschine in Verbindung mit einer zweiachsigen Regelung des Statorstrom-Raumzeigers verspricht man sich ein günstigeres thermisches Verhalten als bei blockförmig gespeisten Synchronmaschinen oder Asynchronmaschinen. Drehgeber für den entsprechenden Drehzahlbereich sind – falls überhaupt verfügbar oder einsetzbar – extrem kostspielig und daher für die Mehrheit der Anwendungen uninteressant. Daher sollen für diese Maschinen die Rotorlage und die Rotordrehzahl durch einen sensorlosen Ansatz bestimmt werden.

Aufbau dieser Arbeit

Diese Arbeit gliedert sich in vier Schritte:

Zu Beginn (Kapitel 2) werden die allgemeinen Grundlagen, auf denen diese Arbeit basiert, erläutert. Hierzu gehört neben einer einleitenden Motivation die prinzipielle Regelungsstruktur, die auf dem hier verwendeten Maschinenmodell beruht. Ferner wird ein Überblick über die bekannten Verfahren zur sensorlosen Regelung gegeben. Ein Verfahren zur Lageschätzung beruht auf Asymmetrien in der Ständerinduktivität, auf deren Definition, Bedeutung und Bestimmung ebenfalls eingegangen wird. Das Kapitel endet mit einer Vorstellung des verwendeten Versuchaufbaus.

Die Lage- und Drehzahlschätzung, der zentrale Teil dieser Arbeit, wird in den Kapiteln 3 und 4 behandelt:

Die Lageschätzung über einen Flussschätzer wird zu Beginn dargestellt. Durch die hier vorgestellte Korrektur der bestimmten Rotorlage kann die Drehzahlgrenze, ab dem dieses Verfahren eingesetzt werden kann, deutlich gesenkt werden. Im unteren Drehzahlbereich erfolgt die Lageschätzung über die bekannte Abhängigkeit der (differentiellen) Ständerinduktivität von der Rotorlage. Als neuer Ansatz wird hier ein aufgeschaltetes Testsignal über einen Korrelator ausgewertet. Für Maschinen, die keine nennenswerte Abhängigkeit der Ständerinduktivität von der Rotorlage besitzen, wird ein gesteuerter Anlauf vorgeschlagen. Auf den Übergang zwischen den Verfahren und die Bestimmung der Rotorlage bei der Inbetriebnahme wird am Ende des Kapitels eingegangen.

Die Drehzahlschätzung - behandelt in Kapitel 4 - erfolgt für den oberen Drehzahlbereich aus der Lageänderung. Für den unteren Drehzahlbereich sind diese Verfahren nicht geeignet; hier wird zusätzlich ein Beobachter eingesetzt.

In Kapitel 5 wird die Anwendung vom gesteuerten Anlauf und Flussschätzer auf schnelllaufende Maschinen erörtert. Hierzu wurden die Verfahren in einem industriellen Servoregler implementiert. Als Applikationsbeispiel wurde u.a. eine Turbomolekularpumpe gewählt, die sensorlos feldorientiert geregelt bis in den Nennbereich von 90.000 U/min betrieben wurde. Die Eignung des Verfahrens in Zusammenhang mit Filtern wird erörtert und das Kapitel durch die Diskussion der Messergebnisse abgeschlossen.

Kapitel 2

Grundlagen

Für hochdynamische Antriebslösungen werden typischerweise permanenterregte Synchronmaschinen mit rotorflussorientierter Regelungsstruktur eingesetzt. Hierfür wird die Rotorlage benötigt, die mittels eines Gebers bestimmt wird. Ziel dieser Arbeit ist, Verfahren aufzuzeigen, die einen Verzicht auf diesen Geber ermöglichen.

Die Einsatzgebiete, in denen die hier vorgestellten Verfahren verwendet werden sollen, werden hier zu Beginn vorgestellt. Die sich hieraus ergebenden Kriterien, die ein geeignetes Verfahren erfüllen muss und die sich zwangsläufig aus den Anwendungen ergeben, werden im Anschluss erläutert.

Die bereits erwähnte Regelungsstruktur und das hierfür benötigte Maschinenmodell werden in den beiden anschließenden Abschnitten angegeben.

Im Anschluss wird ein Überblick über bekannte Verfahren zur sensorlosen Regelung gegeben.

Die in Kapitel 3 genannten Verfahren beruhen teilweise auf der Arbeitspunktabhängigkeit der Maschinenparameter. Diese Abhängigkeiten werden in Abschnitt 2.6 diskutiert und ein Verfahren zur Bestimmung dieser Parameter wird angegeben.

Abgeschlossen wird dieses Kapitel durch die Darstellung des Versuchsstands.

2.1 Einsatzgebiete für sensorlose Verfahren

Dem Einsatz von sensorlosen Verfahren liegt folgende Motivation zugrunde:

- Einsparen der Kosten für Geber und Zuleitung und deren Installation
- Einsparen von Bauraum
- Verzicht auf eine mechanisch und elektrisch störanfällige Zuleitung
- Überwachung eines mechanischen Gebers

Allerdings werden sensorlose Verfahren auf absehbare Zeit die Präzision von höherwertigen Gebern nicht erreichen. Das mittelfristige Einsatzgebiet ist bei handelsüblichen Antriebssystemen mit z.B. niedrigen Anforderungen an Dynamik oder Gleichlauf zu sehen. Der Einsatz für Präzisionsantriebe, wie z.B. bei Werkzeugmaschinen, wird mittelfristig nicht

zur Diskussion stehen. Zielbereich ist eher das Segment der Antriebstechnik, in dem – ohne höhere Kosten – der Übergang von gesteuerten auf geregelte Systeme (aus Gründen wie z.B. verbesserter Wirkungsgrad) vollzogen werden soll.

Neben diesen vorwiegend wirtschaftlich motivierten Argumenten für geberlose Systeme können auch die physikalischen Grenzen von Gebersystemen genannt werden: Optische Geber oder Resolver besitzen einen Arbeitsbereich bis etwa 20.000 U/min. Für Antriebe mit höheren Drehzahlen gibt es zwei Verfahren, die ohne Lager arbeiten und daher auch für schnelllaufende Maschinen eingesetzt werden können.

- Bei im Stator angeordneten Hallsensoren wird meist lediglich die Richtungsänderung des Magnetfelds ausgewertet. Um eine feldorientierte Regelung zu realisieren, wird die Rotorlage (z.B. mittels einer PLL) extrapoliert [Syt02].

  Alternativ kann eine blockförmige Bestromung realisiert werden. Derartig gespeiste Maschinen werden als bürstenlose Gleichstrommotoren (Brushless DC, BLDC) bezeichnet, für die es zahlreiche Ansätze für die Regelung ohne mechanischen Geber gibt. Nachteilig sind hierbei ein niedrigerer Wirkungsgrad und die damit verbundene höhere Erwärmung (zumindest des Stators) sowie eine geringere Dynamik.

- Rotorlagegeber mit höherer Auflösung werden meist über magnetoresistive Sensoren, die die Richtung eines Magnetfeldes bestimmen, realisiert. Industriell verfügbar sind diese Sensoren bis zu einer Drehzahl von 40.000 U/min. Diese Lösungen sind allerdings extrem kostspielig.

2.2 Randbedingungen für den Einsatz geberloser Systeme im industriellen Umfeld

Messaufnehmer

Die heutzutage am Markt verfügbaren Frequenzumrichter besitzen meist als einzige Messaufnehmer zwei oder drei Stromsensoren sowie die Erfassung der Zwischenkreisspannung. Eine Strangspannungserfassung wird für die (geberbehaftete) feldorientierte Regelung nicht benötigt.

a-priori-Kenntnis der Maschinenparameter

Gerade die elektrischen Parameter wie Statorwiderstand, Ständerinduktivität oder magnetischer Fluss können aufgrund von Fertigungstoleranzen innerhalb der gleichen Baureihe in geringem Maße schwanken. Es ist natürlich wünschenswert, nicht jede Maschine vor der Inbetriebnahme explizit vermessen zu müssen, sondern ein Verfahren einsetzen zu können, welches trotz dieser Schwankungen zuverlässig arbeitet. Der Statorwiderstand ist zudem stark temperaturabhängig. Verfahren sollten entsprechend robust sein oder sich entsprechend adaptieren.

Der konstruktive Aufbau der Maschine (Polpaarzahl, Anordnung der Permanentmagnete am Rotor, Lochzahl usw.) dagegen ist i.A. bei einer Baureihe konstant und darf insofern als bekannt vorausgesetzt werden.

Robustheit

Die Robustheit der Regelung im Sinne von [Föl94] bezüglich Temperatur oder Last ist eine sofort einleuchtende Forderung. Dieses muss natürlich auch bei einer ungenau erfolgten Lage- oder Drehzahlschätzung gelten.

Rechenleistung

In heutigen Servoumrichtern werden meist 16-Bit-Prozessoren mit Festkommaarithmetik eingesetzt. Als Forderung an den Schätzalgorithmus sind hieraus in Bezug auf Rechenaufwand und Speicherbedarf kompakte Algorithmen und numerische Stabilität zu nennen. Dieses erfordert bei Beobachtersystemen eine niedrige Systemordnung und die Kenntnis über den Bereich der Zustandsgrößen. Letzteres ist allerdings bei der Verwendung physikalisch deutbarer Größen meist gegeben.

Initialisierung der Rotorlage

Beim Start der feldorientierten Regelung von Synchronmaschinen ist die Kenntnis der Rotorlage bezogen auf die Strangrichtung[1] erforderlich.

Bei der Detektion dieses Winkels muss auf die an die Maschinenachse gekuppelte Mechanik Rücksicht genommen werden, d.h. dass der Rotor keine unkontrollierten Bewegungen ausführen darf. Eine Initialisierung der Regelung hat vorzugsweise im Stillstand bei einer gegebenen Rotorlage stattzufinden.

2.3 Modellierung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Berücksichtigung parasitärer Effekte

Die polradflussorientierte Regelung, die im nächsten Abschnitt erläutert wird, beruht auf einem einfachen Maschinenmodell, das im Folgenden vorgestellt wird. Die Abhängigkeit der Statorinduktivität vom Magnetisierungszustand bzw. der Rotorlage ist verhältnismäßig gering. Sie wird bei der folgenden Modellbildung der Maschine, die im Hinblick auf die Wahl der Regelungsstruktur und deren Auslegung erfolgt, nicht betrachtet.

Ausgehend von der Spannungsgleichung in Raumzeigerdarstellung

$$\underline{u}_S = R_S\, \underline{i}_S + \frac{d\underline{\psi}_S}{dt} \tag{2.1}$$

wird hier die Ständerflussverkettung $\underline{\psi}_S$ in den festen Beitrag des Polrades $\underline{\Psi}_P$ und den der Ständerwicklung $L_S\, \underline{i}_S$ zerlegt. Durch eine Orientierung an einem statorfesten, orthogonalen, auf eine Polteilung bezogenen Koordinatensystem (α, β-System, *statororientiertes Modell*, gekennzeichnet durch den hochgestellten Index S) kann der Rotorfluss als $\underline{\Psi}_P^S = \Psi_P\, e^{j\varepsilon_{RS}}$ angegeben werden, wobei ε_{RS} den Winkel zwischen der Richtung des

[1] Die auf die Polpaarzahl bezogene Rotorlage wird auch als die „elektrische Rotorlage“ bezeichnet.

Rotorflusses und der Magnetisierungsrichtung des Stranges a der Ständerwicklung bezeichnet. Der Raumzeiger des Polradflusses repräsentiert die Induktionswelle des Polrads; ε_{RS} bezeichnet somit auch den Winkel zwischen Rotor und Stator. Die Flussverkettung der Statorwicklung[2] lautet damit

$$\underline{\psi}_S^S = \Psi_P \; e^{j\varepsilon_{RS}} + L_S \; \underline{i}_S^S. \tag{2.2}$$

Wird ferner ω_{RS} als die zeitliche Ableitung der Polradlage eingeführt, kann die Spannungsgleichung als

$$\underline{u}_S^S = R_S \, \underline{i}_S^S + L_S \frac{d\underline{i}_S^S}{dt} + j\omega_{RS}\Psi_P \; e^{j\varepsilon_{RS}} \tag{2.3}$$

angegeben werden. Werden Strom und Spannungszeiger am Polrad bzw. Polradfluss orientiert[3], was mathematisch der Transformation

$$\underline{u}_S^R = \underline{u}_S^S e^{-j\varepsilon_{RS}}, \;\; \underline{i}_S^R = \underline{i}_S^S e^{-j\varepsilon_{RS}} \tag{2.4}$$

entspricht, ergibt sich die Ständerspannungsgleichung zu:

$$\underline{u}_S^R = R_S \, \underline{i}_S^R + L_S \frac{d\underline{i}_S^R}{dt} + j\omega_{RS} \, \Psi_P + j\omega_{RS} \, L_S \, \underline{i}_S^R \tag{2.5}$$

Aus der Leistungsbetrachtung der permanenterregten Synchronmaschine ergibt sich das gebildete elektromagnetische Drehmoment:

$$m_M = m_{el} = \frac{3}{2} \, p \; \Psi_P \; \Im\{\underline{i}_S^S \; e^{-j\varepsilon_{RS}}\} \tag{2.6}$$

$$= \frac{3}{2} \, p \; \Psi_P \; \Im\{\underline{i}_S^R\} \tag{2.7}$$

$$= \frac{3}{2} \, p \; \Psi_P i_{Sq} \tag{2.8}$$

Durch Aufstellen der das Verhalten der Mechanik beschreibenden Gleichung

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_{RS}}{dt} = m_M - m_L \tag{2.9}$$

wird der Zusammenhang zwischen den mechanischen Größen hergestellt.

In dieser Beschreibung ist das Drehmoment zur q-Komponente des Stroms proportional, was regelungstechnisch von Vorteil ist, da die Signalverarbeitung stationär mit konstanten Signalen arbeiten kann.

Nachteilig ist allerdings die Kopplung von Real- und Imaginärteil des Stromzeigers durch den letzten Summanden in der Gleichung 2.5, die aber durch eine Entkopplung aufgehoben werden kann.

Der Wirkungsplan des hier vorgestellten Modells ist in Abbildung 2.1 gegeben.

[2]So weit erforderlich wird durch ein hochgestelltes S bzw. R kenntlich gemacht, ob die jeweilige Größe im statororientierten oder rotororientierten Koordinatensystem angegeben ist.

[3]Hierfür werden auch die Bezeichnungen Feld-, Rotor- oder Läuferorientierung verwendet. Als Koordinaten werden die d- und die q-Achse (d: direct axis; q: quadrature axis) gewählt.

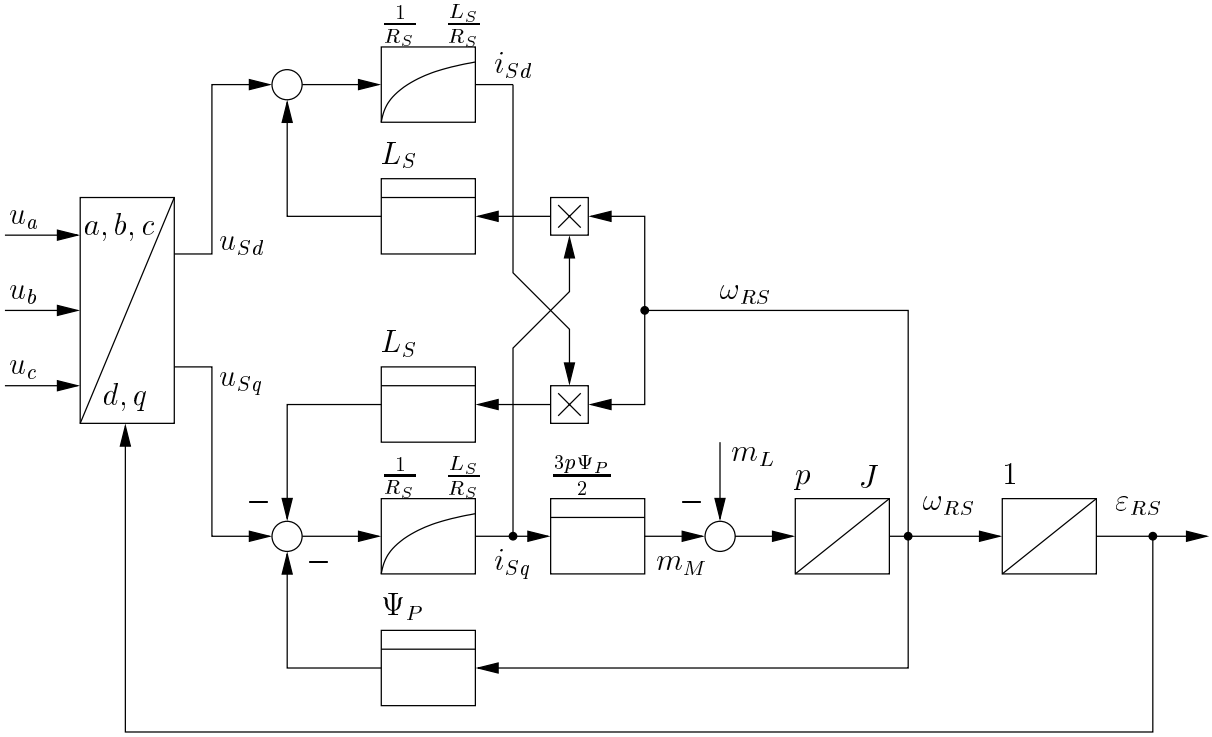

Abbildung 2.1: Wirkungsplan des verwendeten Modells einer fest erregten Synchronmaschine in polradfesten Koordinaten

2.4 Polradorientierte Regelung

Auf die in Kapitel 2.3 beschriebene Modellbildung aufsetzend hat sich die in Abbildung 2.2 skizzierte Regelungsstruktur in d, q-Koordinaten bewährt. Ihr zugrunde liegt ein kaskadierter Entwurf mit der Stromregelung für die d- bzw. q-Komponente in der inneren Kaskade und einer überlagerten Drehzahlregelung.

Als Messgrößen werden hier

- 2 Strangströme (z.B. i_{Sa}, i_{Sb}) für die Stromregelung (ausreichend, da der Sternpunkt der Statorwicklungen i.A. nicht angeschlossen ist),
- die Lage des Polradflusses ε_{RS} und
- die Rotordrehzahl n für die überlagerte Drehzahlregelung

benötigt[4]. Die Ströme werden über im Umrichter integrierte Sensoren gemessen. Über einen auf der Motorwelle montierten Lagegeber – Inkremental- oder Absolutwertgeber; aufgrund des niedrigen Preises werden meist Resolver eingesetzt – wird die Rotorlage bestimmt. Die Rotorgeschwindigkeit wird dann über die Differenzierung des Winkelsignals gewonnen.

[4]Wird der Umrichter am Drehstromnetz betrieben, wird typischerweise auch die Zwischenkreisspannung U_{ZK} gemessen.

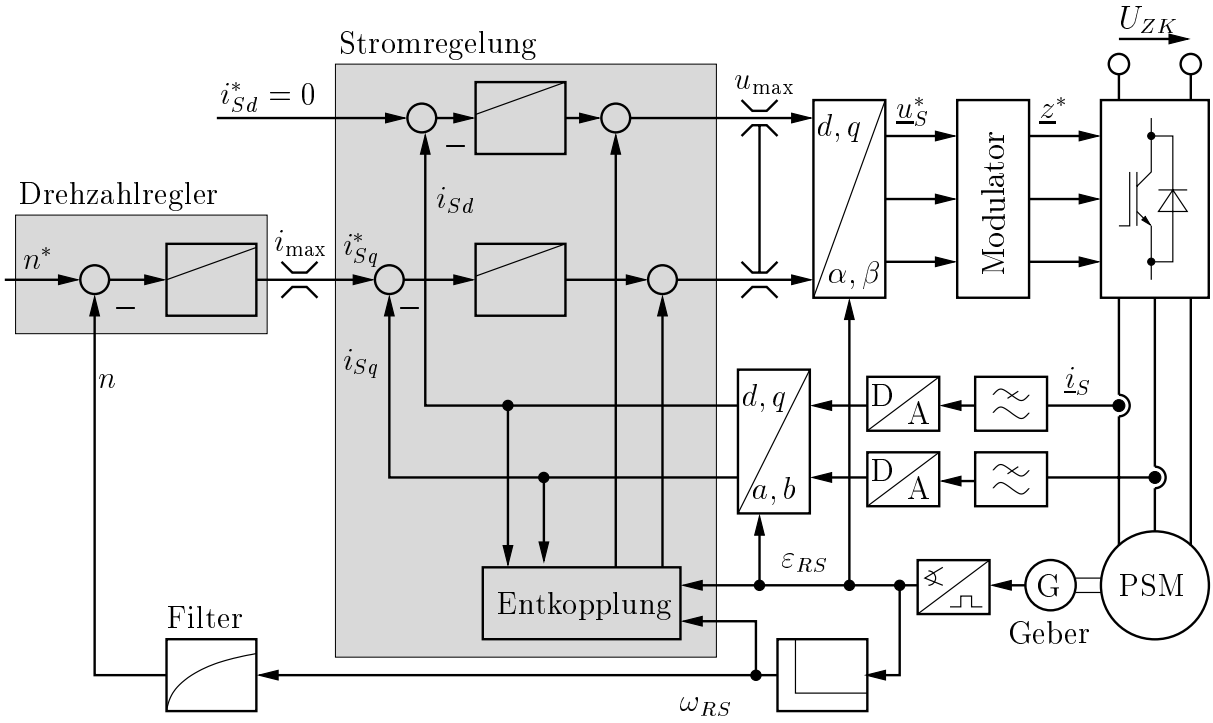

Abbildung 2.2: Blockschaltbild einer rotorflussorientierten Regelungsstruktur

Die Lage des Polradflusszeigers – die Lage der Maxima der Flussdichte im Luftspalt – kann nicht direkt gemessen werden. Sie entspricht aber nahezu der mechanischen Rotorlage. Abweichungen zwischen der Rotorlage und der Lage des Polradflusszeigers ergeben sich z.B. durch die Statornutung, da hier das magnetische Feld den durch die Statornutung vorgegebenen diskreten Richtungen folgt. Die Folge sind Oberschwingungen im erzeugten Drehmoment bzw. der Drehzahl des geregelten Systems, da der (gemessene) Transformationswinkel um die Lage des Rotorflusszeigers schwankt. Verfahren zur Unterdrückung dieser Störungen werden z.B. in [Sch04] diskutiert.

Bei dem Verzicht auf mechanische Geber wird auch von *sensorloser Regelung* gesprochen. Ziel ist es also, geeignete Schätzverfahren für Rotor(fluss-)lage und Drehzahl zu finden. Die Regelungsstruktur – Drehzahlregelung, unterlagerte Stromregelung in rotorflussorientierten Koordinaten und Entkopplung – ist in der Antriebstechnik weit verbreitet und bekannt und soll auch hier erhalten bleiben.

Die Stromregler werden hierbei nach den bekannten Verfahren (z.B. aus [Föl94] nach den als *symmetrisches Optimum* bekannten Einstellregeln) ausgelegt. Ein Fehler $\Delta\varepsilon_{RS}$ in der zur Transformation verwendeten Rotorlage (ε_{RS}) hat verhältnismäßig geringe Auswirkungen auf den Betrag des Stroms (Faktor $\cos(\Delta\varepsilon_{RS})$) und die dadurch verursachten Verluste (Faktor $\cos^2(\Delta\varepsilon_{RS})$). Bei einem Fehler von 20° in der Lageschätzung sind immerhin noch 94% des Stroms drehmomentbildend.

Wird die Rotorlage nicht über einen Geber, sondern über einen Schätzalgorithmus ermittelt, so wird zur Auslegung des Drehzahlreglers in der Drehzahlrückführung neben dem Filter noch ein Totzeitglied eingefügt, mit dem die Verzögerung durch den Schätz-

algorithmus modelliert wird. Die sich hiermit ergebenden Auslegungsvorschriften sind in [Hop02][5] beschrieben.

2.5 Übersicht über bekannte Verfahren und Stand der Technik

Seit Mitte der 90-er Jahre wurde intensiv an Verfahren zur sensorlosen Regelung von Drehstrommaschinen gearbeitet. Diese werden häufig über eine $u(f)$-Kennlinie gesteuert (geberlos) betrieben, so dass die Bereitschaft der Industrie, Systeme mit Geber einzusetzen, trotz Vorteilen wie verbesserter Drehzahlgenauigkeit oder einer höheren Dynamik sehr gering ist.

Am Anfang standen Arbeiten zur geberlosen Regelung der Asynchronmaschine. Hier besitzt der Rotor keine magnetische Vorzugsrichtung, so dass der Magnetisierungszustand lediglich von den Statorströmen abhängt.

Die Verfahren zur sensorlosen Regelung von permanenterregten Synchronmaschinen sollen hier kurz vorgestellt werden. Ein umfassenderer Überblick wird in [Vas98] und [Vas01] gegeben.

Anmerkung:
Zu dem Thema „sensorlose Regelung“ gibt es zahlreiche Veröffentlichungen in unterschiedlichsten Zeitschriften oder Konferenzbänden. In dieser Übersicht sind diejenigen Verfahren genannt, die in den betrachteten Publikationen mit Übersichtscharakter erwähnt werden.

Modellbasierte Schätzverfahren

Einer der am meisten verfolgten Ansätze zur Regelung bei niedriger Drehzahl ist die Schätzung der Zustände Rotorlage und Drehzahl über einen Beobachter (z.B. [Schm96] oder [Zhu01]) oder ein Kalmanfilter [Par01].

Hierbei kommen häufig Testsignale zur Anwendung. Diese werden entweder explizit aufgeschaltet [Kle95], oder die Spannungssprünge, die aus der Pulsbreitenmodulation resultieren, werden ausgewertet (z.B. [Cor96], [Cor98]).

Ein weiteres elementares Unterscheidungsmerkmal ist die Berechnung des Modells in stator- oder rotororientierten Koordinaten (vgl. [Bru91]).

Eine Möglichkeit zur Korrektur des Modells ergibt sich aus der Bewertung des Stroms, dessen Verhalten von den unterschiedlichen Induktivitäten in der d- und der q-Achse abhängt. Eine andere Möglichkeit zur Korrektur des Modells besteht in der Bewertung des Drehmoments, da eine d-Komponente des Stromes, die als Folge einer falsch geschätzten Rotorlage auftritt, nicht drehmomentbildend wirkt [Che01].

Auswertung der Gegenspannung

Die Auswertung der Polradspannung gehört zu den einfacheren Methoden zur Rotorlagebestimmung. In seiner einfachsten Ausführung besteht dieses Verfahren praktisch aus-

[5] Gut geeignet ist z.B. ein nach der Methode der Doppelverhältnisse ausgelegter PI-Regler

schließlich aus einem nicht rückgekoppelten Ständerspannungsmodell (vgl Abschnitt 3.1). Vorteile sind die Einfachheit des Verfahrens und die Genauigkeit bei höheren Drehzahlen. Als Nachteil ist jedoch die fehlende bzw. sehr geringe Gegenspannung bei niedriger Drehzahl zu nennen. Daher findet dieses Verfahren quasi ausschließlich bei höheren Drehzahlen in Kombination mit anderen Verfahren für niedrige Drehzahlen Verwendung.

Auswertung der Statornutung

Dieses von der Asynchronmaschine bereits bekannte Verfahren basiert auf durch das Polradfeld hervorgerufenen Sättigungserscheinungen im Statoreisen, die sich als (eine von der Rotorlage abhängige) Oberschwingung im Statorstrom bemerkbar machen [Asl01]. Abhängig davon, wie viele Statorzähne gerade dem Permanentmagneten gegenüberliegen, wird dieses Eisen mehr oder weniger stark gesättigt und hierdurch bei umlaufendem Polrad die Statorinduktivität moduliert. Die Statorinduktivität beinhaltet somit Information über die Rotorlage.

Auswertung von Induktivitätsunterschieden

Die Abhängigkeit der Ständerinduktivität von der Rotorlage (vgl. Kapitel 2.6) wird in vielen Verfahren zur Lageschätzung verwendet. Dies geschieht entweder über die bereits erwähnten modellbasierten Verfahren oder über eine explizite Parameterbestimmung. Unterscheidungsmöglichkeiten gibt es hinsichtlich des Testsignals, welches wahlweise dem Stromsollwert oder dem Spannungssollwert (vgl. Abschnitt 3.2) überlagert wird. Weitere Möglichkeiten sind das Testsignal dem Statorstrom zu überlagern oder zwischen Stromregelung und Testsignalaufschaltung hin und her zu wechseln [Sch96].

Verfahren zur Initialisierung

Verfahren zur Initialisierung, also zur Detektion der Rotorlage direkt nach dem Einschalten im Stillstand, lassen sich prinzipiell in zwei Gruppen einteilen:

- Verfahren, die die drehmomentbildende Wirkung eines Testsignals beurteilen und hieraus die Rotorlage schätzen bzw. hierdurch den Rotor in die gewünschte Position bringen [Bei03]. Diese Verfahren funktionieren jedoch nicht bei gebremsten Maschinen bzw. bei Maschinen mit blockierter Achse, da hier z.B. keine Ausrichtbewegung stattfinden kann.

- Methoden zur Rotorlagedetektion im Stillstand basieren typischerweise auf der Auswertung von Sättigungseffekten, was einer Bestimmung der Ständerinduktivität entspricht. Dabei ist es erforderlich, entweder das Verhältnis der Induktivität in mehrere Richtung zu bestimmen oder Absolutwerte der bestimmten Induktivität zu bewerten.

  Diese Sättigung ist neben der Lage der Permanentmagnete auch von deren Orientierung abhängig (vgl. Abschnitt 3.6). Hierbei lassen sich prinzipiell drei Arten zur Bestimmung der Orientierung unterscheiden:

- Die Bewertung des gemessenen Stroms bei aufgeschalteten Spannungsimpulsen ([Öst95], [Sti99], [Par00]).
- Die Bewertung der benötigten Spannung bei einem geregelten, gleichanteilbehafteten Strom ([Chu99]).
- Die explizite Bestimmung der Induktivität über Korrelation (bei einem geregelten Strom), wobei entweder der Gradient des Induktivitätsverlaufs bestimmt wird ([Bru97]) oder die Messung bei verschiedenen Stromgleichanteilen durchgeführt wird ([Kie02a]).

2.6 Abhängigkeit der Statorinduktivität von Magnetisierungsrichtung und -zustand

In den vorangegangenen Abschnitten wurde die Synchronmaschine in Hinblick auf den Reglerentwurf mit konstanter Ständerinduktivität modelliert. Eine verfeinerte Betrachtung ist hier allerdings erforderlich, da das im Folgenden (Kapitel 3.2) vorgestellte Verfahren zur Bestimmung der Rotorlage ohne mechanischen Geber gerade auf der Auswertung der Abhängigkeit der Induktivitäten vom Magnetisierungsstrom beruht.

Hierbei handelt es sich im Einzelnen um folgendes:

- Aufgrund der Asymmetrie des Läuferkörpers besitzt die Statorinduktivität in der Längsachse (d-Achse) und der Querachse (q-Achse) die unterschiedlichen Werte L_{Sd} und L_{Sq}. Die Abhängigkeit dieses Unterschieds vom Rotoraufbau wird am Ende von Abschnitt 2.6.1 diskutiert.

- Aufgrund der Nutung des Stators sind die Induktivitätswerte L_{Sd} und L_{Sq} Funktionen der Polradstellung. Dieser Einfluss kann durch Formfunktionen beschrieben und berücksichtigt werden (z.B. [Wül96]).

- Aufgrund der magnetischen Sättigung hängen die Komponenten der Statorflussverkettung nichtlinear von den Komponenten des Statorstroms ab, was bedeutet, dass die Induktivitätswerte vom jeweiligen Magnetisierungszustand abhängen. Bei permanenterregten Synchronmaschinen liegt aufgrund der Permanentmagnete typischerweise eine starke Vormagnetisierung in der d-Achse vor, so dass $L_{Sd} < L_{Sq}$ gilt.

- Aufgrund der sogenannten *Kreuzsättigung* hängen der Magnetisierungszustand und die Statorinduktivität in einer Achse der Maschine auch von der Stromkomponente ab, die orthogonal zu dieser Achse magnetisiert. Ursache für diesen Effekt ist der Umstand, dass jedes der magnetischen Felder von d- und q-Achse über den gesamten Maschinenumfang verteilt ist. Die Felder sind in allen Bereichen des Eisenweges einander überlagert. Gemeinsam bestimmen sie den Sättigungszustand der Maschine und beeinflussen sich somit gegenseitig.

Für das in dieser Arbeit verwendete Verfahren zur Bestimmung des Rotorstellungswinkels spielt lediglich die magnetische Sättigung eine Rolle. Die Einflüsse von Nutung, stator-

und rotorseitigen Asymmetrien und Kreuzsättigung sind an den Messergebnissen zwar durchaus beobachtbar, werden aber bei den folgenden theoretischen Betrachtungen nicht weiter berücksichtigt.

2.6.1 Induktivitäten bei Berücksichtigung der magnetischen Sättigung

Die Induktivität einer Spule um einen Eisenkern ist abhängig von dem den Eisenkern in Magnetisierungsrichtung durchfließenden Magnetisierungsstrom. Dieser Magnetisierungsstrom ergibt sich bei der permanenterregten Synchronmaschine aus dem Ständerstrom und dem Beitrag des Polradfelds an der Ständerflussverkettung:

$$L_{Sd} = L(i_{\mu,d}) \quad \text{mit} \quad i_{\mu,d} = i_{Sd} + i_{\mu,\Psi_P} \tag{2.10}$$

$$L_{Sq} = L(i_{\mu,q}) \quad \text{mit} \quad i_{\mu,q} = i_{Sq} \tag{2.11}$$

Definition der differentiellen Induktivität

Wird die Abhängigkeit der Induktivität vom Magnetisierungszustand berücksichtigt, tritt an Stelle von Gln. 2.2 der folgende Ausdruck für die Statorflussverkettung $\underline{\psi}_S$, die im Weiteren kurz als Statorfluss bezeichnet wird:

$$\underline{\psi}_S = (\Psi_P + L_{Sd}(i_{Sd}, \Psi_P)\, i_{Sd} + j\, L_{Sq}(i_{Sq})\, i_{Sq})\, e^{j\varepsilon_{RS}} \tag{2.12}$$

Die Ableitung dieses Ausdrucks, der entsprechend Gleichung 2.1 die in der Statorwicklung induzierte Spannung angibt, lautet für einen zeitlich konstanten Rotorfluss Ψ_P:

$$\begin{aligned} \frac{\underline{\psi}_S}{dt} &= \left(\left(L_{Sd} + \frac{\partial L_{Sd}}{\partial i_{Sd}} i_{Sd}\right) \frac{di_{Sd}}{dt} + j\left(L_{Sq} + \frac{\partial L_{Sq}}{\partial i_{Sq}} i_{Sq}\right) \frac{di_{Sq}}{dt}\right) e^{j\varepsilon_{RS}} \\ &\quad + j\omega_{RS}\, (\Psi_P + L_{Sd}\, i_{Sd} + j\, L_{Sq}\, i_{Sq})\, e^{j\varepsilon_{RS}} \end{aligned} \tag{2.13}$$

Hierbei beschreibt die obere Zeile der rechten Seite die Spannungen, die aufgrund von Änderungen der Ströme und des Magnetisierungszustands induziert werden. Die Klammerausdrücke, die hier auftreten, geben die Steigung der Magnetisierungskennlinie von d- und q-Achse im jeweiligen Arbeitspunkt an und werden als differentielle Induktivitäten $L_{\delta S}$ bezeichnet:

$$L_{\delta d} = \left.\frac{\partial \psi_{Sd}}{\partial i_{Sd}}\right|_{\omega_{RS}=0} = L_{Sd} + \frac{\partial L_{Sd}}{\partial i_{Sd}} i_{Sd} \qquad L_{\delta q} = \left.\frac{\partial \psi_{Sq}}{\partial i_{Sq}}\right|_{\omega_{RS}=0} = L_{Sq} + \frac{\partial L_{Sq}}{\partial i_{Sq}} i_{Sq} \tag{2.14}$$

Diese Definitionen berücksichtigen den Magnetisierungszustand der Maschine. Die Induktivitäten sind hierbei für ungesättigte Maschinen ($\psi/i_\mu = const.$) konstant und es gilt $L_S = L_\delta$.

Anschaulich entsprechen diese Definitionen der Linearisierung der Magnetisierungskennlinie in einem Arbeitspunkt, wie dies exemplarisch für $L_{\delta d}$ in Abbildung 2.3 eingetragen ist.

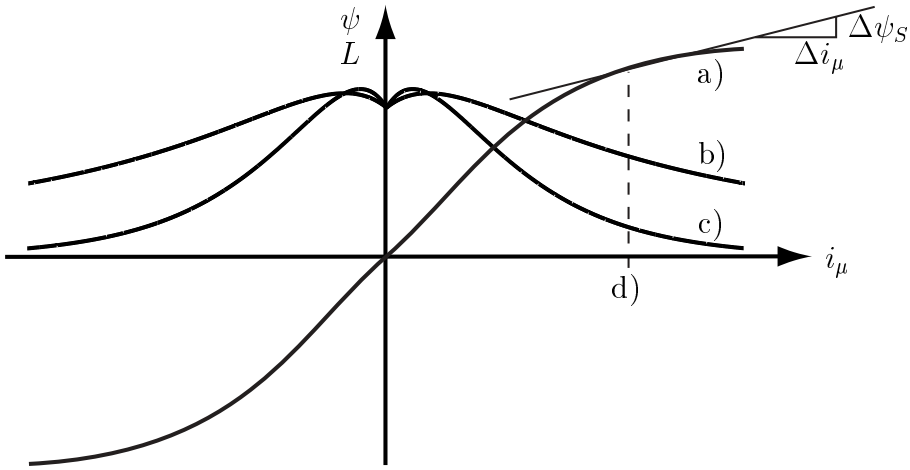

Abbildung 2.3: Magnetisierungsverhältnisse bei magnetischer Sättigung (qualitative Darstellung, gültig für d- und q-Achse):
a) Magnetisierungskennlinie $\psi(i_\mu)$
b) Kennlinie der Amplitudeninduktivität $L(i_\mu)$
c) Kennlinie der differentiellen Induktivität $L_\delta(i_\mu)$
d) Arbeitspunkt des Magnetisierungsstroms

Einfluss der Permanentmagneten auf die Statorinduktivität

Ursache für eine Änderung der Induktivität, also eine Verschiebung des Arbeitspunkts in Abbildung 2.3, ist eine geänderter Magnetisierungsstroms $\underline{i}_\mu$, der entsprechend den Gleichungen 2.10 und 2.11 eine Funktion des Statorstroms $\underline{i}_S$ und des Rotorflusses $\underline{\Psi}_P$ ist. Da der Polradfluss in rotorfesten Koordinaten als konstant angenommen wird, ist eine Änderung des Magnetisierungsstroms immer gleichbedeutend mit der Änderung des Statorstroms ($\Delta\underline{i}_\mu = \Delta\underline{i}_S$).

In Abbildung 2.4 sind die Verhältnisse, wie sie bei einer realen Maschine auftreten können, aufgezeigt.

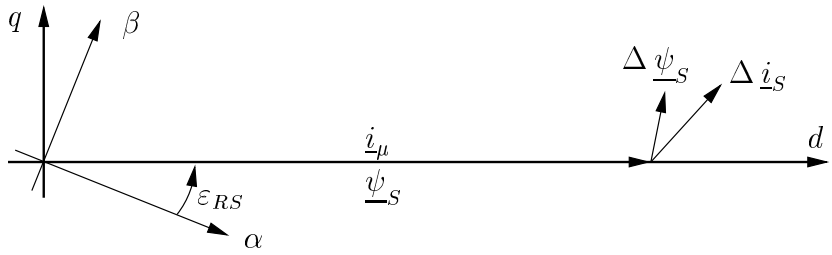

Abbildung 2.4: Strom und Flusszeiger unter Berücksichtigung der Sättigung

Der aktuelle Magnetisierungsstrom $\underline{i}_\mu$ wird bestimmt durch

- den Einfluss der Permanentmagneten, die definitionsgemäß ausschließlich in die d-Richtung magnetisieren, und

- den Einfluss des Statorstroms.

Der Einfluss der Permanentmagneten auf den Magnetisierungsstrom liegt bei im Nennbereich betriebenen Maschinen deutlich über dem des Statorstroms. Bezüglich Abbildung 2.3 bedeutet dies für den Magnetisierungsstrom $|i_{\mu,AP,q}| < i_{\mu,AP,d}$ und für den Ständerfluss $|\psi_{\mu,AP,q}| < \psi_{\mu,AP,d}$.

Eine Änderung des Statorstroms

$$\Delta \underline{i}_S = \Delta i_{Sd} + j\,\Delta i_{Sq} \tag{2.15}$$

hat nun eine Flussänderung

$$\Delta \underline{\psi} = L_{Sd}\;\Delta\, i_{Sd} + j\, L_{Sq}\;\Delta\, i_{Sq} \tag{2.16}$$

zur Folge. Diese fällt in der q-Richtung deutlich größer aus, da in dieser Richtung das Statoreisen kaum gesättigt ist.

Die Folge dieses ungleichen Sättigungszustandes ist der bereits angesprochene Unterschied zwischen den Induktivitäten von d- und die q-Achse, für die typischerweise $L_{\delta d} < L_{\delta q}$ gilt.

Durch einen Statorstrom ungleich Null wird der Magnetisierungsstrom $\underline{i}_\mu$ aus dem Arbeitspunkt der unbestromten Maschine herausgedreht. Bezüglich der d-Achse bedeutet dies, dass durch einen Strom in d-Richtung der Magnetisierungsstrom erhöht und dadurch die Induktivität noch deutlich gesenkt werden kann.

Die maximale Induktivität $L_{\delta,\max}$ liegt dagegen bei einem entsprechenden Strom in der q-Achse vor (vergl. Abbildung 2.3).

Induktivitätsverteilung entlang des Luftspalts

Aufgrund des Induktivitätsunterschieds ($L_{\delta d} < L_{\delta q}$) wirkt sich eine Stromänderung in q-Richtung deutlich stärker aus als in die d-Richtung. Hieraus folgt, dass die Stromänderung $\Delta\,\underline{i}_S$ eine andere Richtung besitzt als die dadurch bedingte Flussänderung $\Delta\,\underline{\psi}_S$ (vergleiche Abbildung 2.4). Ausnahmen liegen nur dann vor, wenn die Änderung des Stroms nicht in eine beliebige Richtung ξ, sondern in der d- oder q-Achse erfolgt.

Für die Bestimmung der Rotorlage ist aber gerade die Lage dieser Achsen von Bedeutung. Daher darf der Richtungsunterschied von Strom- und Flussänderung bei der Bestimmung der richtungsabhängigen Induktivität $L_{\delta\xi}$ unberücksichtigt bleiben, ohne dass dies zu Fehlern führt. Hierdurch wird es möglich, bei der Bestimmung der differentiellen Induktivität $L_{\delta\xi}$ mit den Beträgen von Fluss- und Stromänderung zu arbeiten:

$$L_{\delta\xi} = \frac{\left|\Delta\,\underline{\psi}_S\right|}{|\Delta\,\underline{i}_S|} = \sqrt{\left(L_{\delta d}\frac{\Delta i_{Sd}}{\Delta i_S}\right)^2 + \left(L_{\delta q}\frac{\Delta i_{Sq}}{\Delta i_S}\right)^2} \tag{2.17}$$

$$= \sqrt{\left(L_{\delta d}\cos\left(\xi - \varepsilon_{RS}\right)\right)^2 + \left(L_{\delta q}\sin\left(\xi - \varepsilon_{RS}\right)\right)^2} \tag{2.18}$$

Für kleine Änderungen ∂ ergibt sich der Ausdruck:

$$L_{\delta\xi} = \sqrt{\left(L_{\delta d}\frac{\partial i_{Sd}}{\partial i_S}\right)^2 + \left(L_{\delta q}\frac{\partial i_{Sq}}{\partial i_S}\right)^2} \tag{2.19}$$

Letzterer Ausdruck beschreibt bei Darstellung in Polarkoordinaten eine Ellipse, wobei ε_{RS} die Neigung der Hauptachse und L_{Sd} und L_{Sq} die halben Längen von Haupt- und Nebenachse angeben.

Eine gute Approximation ist die auch in der Literatur häufig verwendete Näherung über die ersten beiden Glieder (ungleich Null) einer Fourierreihe, wodurch sich die folgende einfache Form ergibt:

$$L_{\delta S}(\xi - \varepsilon_{RS}) = \frac{L_{\delta d} + L_{\delta q}}{2} - \frac{L_{\delta d} - L_{\delta q}}{2} \cos(2(\xi - \varepsilon_{RS})) \tag{2.20}$$

Einfluss der Anordnung der Permanentmagnete am Rotor

Einen weiteren großen Einfluss auf die Induktivitätsverteilung des Stators entlang des Luftspalts kann die Anordnung der Permanentmagnete am oder im Rotor haben. Ursache hierfür ist die reversible Permeabilität der eingesetzten Magnetwerkstoffe, die im Bereich $\mu_{\text{rev}}/\mu_0 = 1,0 \ldots 8,5$ und somit im Bereich von Luft liegt (vgl. [Vog96]).

Sind die Permanentmagneten auf einem Vollpolverhalten besitzenden Rotor aufgeklebt, also im Luftspalt angeordnet, ist der Einfluss sehr gering.

Anders sind die Verhältnisse, wenn die Magneten in den Rotor eingelassen werden. Da die Permeabilität von Magnetmaterial etwa der von Luft entspricht, wird der Luftspalt praktisch vergrößert. Dies bedingt ein Absenken der Induktivität in Richtung der d-Achse. Durch eine Änderung des Rotorquerschnitts kann ebenso die Induktivität in q-Richtung beeinflusst werden.

Die Wahl des Rotorquerschnitts wirkt sich entscheidend auf die Induktivitäten in d- und q-Richtung aus und kann deren Verhältnis im stärkeren Maße beeinflussen, als dieses durch Sättigungseffekte möglich ist.

Zusammenfassung und Vereinbarung

In diesem Abschnitt wurde die differentielle Induktivität für Stromänderungen, wie sie bei dynamischen Vorgängen auftritt, in Zusammenhang mit Sättigungseinflüssen eingeführt und auf das Auftreten der *Kreuzsättigung* hingewiesen.

Im Folgenden soll der Begriff der differentiellen Induktivität auch im Bereich kleiner Magnetisierungsströme verwendet werden. Dieses ist eigentlich nur für eine hysteresefreie B/H-Kennlinie zulässig. Da bei der Bestimmung der differentiellen Induktivität diese Hysterese mehrfach (geradzahlig) durchlaufen wird, wird die Induktivität bei der mittleren Magnetisierungskurve bestimmt.

Ferner wird die differentielle Induktivität im Folgenden lediglich im Zusammenhang mit der Bestimmung der Rotorlage über die Induktivitätsunterschiede zwischen der d- und q-Achse in Abschnitt 3.2 verwendet. Sie wird dann auch nur in diesem Zusammenhang als solche gekennzeichnet ($L_{S\delta}$ bzw. $L_{\delta d}$ und $L_{\delta q}$).

2.6.2 Drehmoment bei Berücksichtigung der magnetischen Sättigung

Die Berechnung des Drehmoments führt nun auf einen weiteren Term, das Reluktanzmoment [Sch95].

$$m_{rel} = \frac{3}{2}\, p\, (L_{Sd} - L_{Sq})\, i_{Sd}\, i_{Sq} \tag{2.21}$$

Da der Strom in der d-Achse typischerweise zu Null geregelt wird, ist die Auswirkung des Reluktanzmoments m_{rel} auf das Gesamtmoment $m_m = m_{el} + m_{rel}$ gering und wird daher im Folgenden vernachlässigt (vergl. [Jur03], [Wer00]).

2.6.3 Bestimmung der differentiellen Induktivität

Verwendung der Korrelation zur Induktivitätsbestimmung

Ein durchaus übliches Vorgehen zur Induktivitätsbestimmung benutzt die Impedanzmessung. Hierbei wird ein sinusförmiger Strom mit der hierfür notwendigen Spannung korreliert (vgl. [Weh80], [Bün98]).

Erfolgt keine Beschränkung bei der Wahl des Stromgleichanteils und der Anregungsrichtung, kann die Induktivität für einen beliebigen Stromarbeitspunkt in eine beliebige Messrichtung ξ bestimmt werden. Besitzt der Stromarbeitspunkt einen (drehmomentbildenden) Anteil in q-Richtung, ist es erforderlich den Rotor zu blockieren.

Der Anregungsstromzeiger $i_{S\xi}$ mit der Kreisfrequenz $\omega_{\text{test}} = 2\pi/T_{\text{test}}$ kann also unter der Voraussetzung eines blockierten Rotors nach Lage und Orientierung beliebig in der d,q-Ebene gewählt werden (vergl. Abbildung 2.4, wobei der Anregungsstromzeiger $\underline{i}_{S\xi}(t)$ der Änderung des Magnetisierungsstroms $\Delta\, \underline{i}_{\mu}$ entspricht). Auszuwerten ist letztendlich nur Gleichung 2.22, wobei $u^*_{S\xi}$ und $i_{S\xi}$ die Zeigerkomponente in die jeweilige Richtung beschreiben:

$$\underline{\hat{Z}}_{\xi}(j\omega_{\text{test}}) = R_S + j\omega L_{\delta\xi} = \frac{\int\limits_{lT_{\text{test}}}^{mT_{\text{test}}} u^*_{S\xi} e^{-j\omega_{\text{test}} t} dt}{\int\limits_{lT_{\text{test}}}^{mT_{\text{test}}} i_{S\xi} e^{j\omega_{\text{test}} t} dt} \qquad l, m \in \mathbb{N} \tag{2.22}$$

Das Verfahren der Korrelation hat somit gegenüber anderen Verfahren zur Parameterbestimmung (Auswertung der Sprungantwort, ...) folgende Vorteile:

- Fehler, die aufgrund der Verwendung der Sollspannung entstehen, wirken sich lediglich auf den Realteil der bestimmten Impedanz aus [Bün98]. Es ist also keine Spannungserfassung erforderlich.

- Die Induktivität kann trotz eines gleichzeitig aufgeschalteten Gleichanteils bestimmt werden.

- Durch Wahl einer nicht zu niedrigen Schätzzeit $(m - l)T_{\text{test}}$ kann der Einfluss von Rauschen wirkungsvoll unterdrückt werden.

Bestimmung der Abhängigkeit vom Stromarbeitspunkt

Hierzu wird die Induktivität in der d- und in der q-Achse bestimmt und über dem Stromarbeitspunkt aufgetragen. Die Messergebnisse für die in Anhang B.1 angegebene Maschine sind in Abbildung 2.5 angegeben. Zwischen den Messwerten wurde hier in q-Richtung durch Polynome 6. Ordnung interpoliert (vgl. [Kie00]). Die Ergebnisse bei negativen Stromgleichanteilen in q-Richtung entsprechen denen für positive; auf ihre Darstellung wird daher hier verzichtet. Die Messungen von $L_{\delta d}$ lassen sich wie folgt interpretieren:

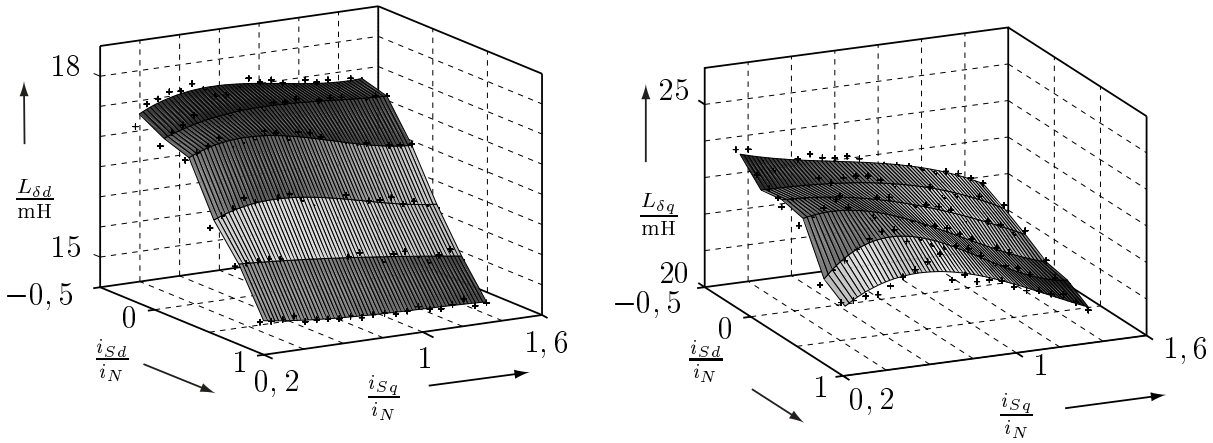

Abbildung 2.5: Differentielle Induktivitäten in d- und q-Richtung als Funktion des Stromarbeitspunktes bei der in Anhang B.1 beschriebenen Maschine

- Der größte Gradient besteht in der d-Richtung. Aufgrund der Vormagnetisierung durch die Permanentmagnete befindet sich die Maschine in dieser Richtung bereits ohne Statorstrom in einem Bereich (Arbeitspunkt $i_{\mu,AP}$ in Abbildung 2.3), in dem die Abhängigkeit der Induktivität vom Statorstromgleichanteil groß ist.
- Diese Abhängigkeit ist nicht symmetrisch zu $i_{Sd} = 0$, erklärbar durch den durch die Permanentmagnete bedingten Gleichanteil des Magnetisierungsstrom. Um die Permanentmagneten nicht zu entmagnetisieren, wurde auf eine Messung mit zu großem Stromgleichanteil in die negative d-Richtung verzichtet.
- Die Abhängigkeit vom Gleichanteil eines Stroms in q-Richtung ist sehr gering. Auffallend ist die deutlich stärkere Abhängigkeit bei kleineren d-Strömen. Hier ist es einem q-Strom noch „möglich", die Induktivität durch Kreuzsättigungseffekte in d-Richtung zu verringern.

Bei der Messung von $L_{\delta q}$ fällt Folgendes auf:

- Auch hier ist die größte Abhängigkeit in der Messrichtung feststellbar; dieses Mal in Richtung der q-Achse.
- Wiederum ist der Einfluss des zur Messrichtung orthogonalen Stroms feststellbar und zwar im höheren Maße als bei einer Messung in d-Richtung. Dieses ist durch den Gleichanteil im Magnetisierungsstrom durch die Permanentmagneten erklärbar.

- Die Induktivität in q-Richtung ist stärker als die Induktivität in d-Richtung vom Ständerstrom abhängig. Dies ist ebenfalls durch die im Bereich des Ursprungs steiler verlaufenden Kennlinie der Induktivität (Abbildung 2.3) erklärbar.

Bestimmung der Induktivitätsverteilung

Zur Bestimmung der Induktivitätsverteilung der im Anhang B.1 spezifizierten Maschine wurde der Stator in verschiedene Richtungen ξ mit einem sinusförmigen Testsignal (Frequenz: $f_{\text{test}} = 333$ Hz, Amplitude: $\hat{i}_{\text{test}} = 0,5$ A, Gleichanteil: $\underline{i}_{AP} = 0$A, 64 Messungen) angeregt. Ausgewertet wird hierbei (nach einer Einschwingzeit von 10 ms) über $0,1$ Sekunden. Die hieraus bestimmte Induktivitätsverteilung und eine Approximation, bestehend aus Gleichanteil, Grundschwingung und ihrer 6. Harmonischen, sind in Abbildung 2.6 angegeben.

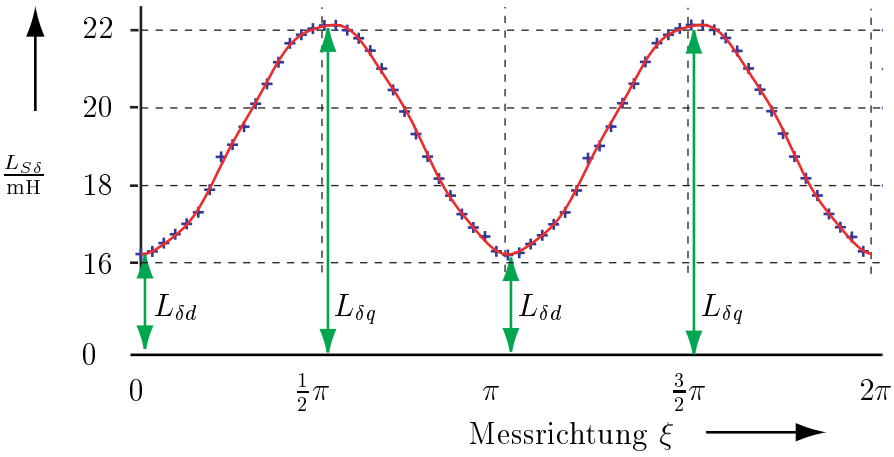

Abbildung 2.6: Differentielle Induktivitäten als Funktion der Messrichtung bei fester Polradlage (Maschine aus Anhang B.1; Testsignal: Frequenz $f_{\text{test}} = 333$ Hz, Amplitude $\hat{i}_{\text{test}} = 0,5$ A, Stromgleichanteil $i_{AP} = 0$)

Die Abhängigkeit der differentiellen Induktivität von der Rotorlage ist klar zu erkennen. Induktivitätswerte, die bei um den Wert π verschobenen Messrichtungen ermittelt wurden, müssten eigentlich identisch sein, da die Messung in der gleichen Achse erfolgt sind. Etwa bei den Messrichtungen $\xi = 0$ bzw. $\xi = \pi$ liegt die niedrigste Induktivität vor, und somit liegt hier die d-Achse.

Um die verschiedenen Einflüsse auf die Induktivitätsverteilung zu analysieren und insbesondere um zwischen stator- und rotorlageabhängigen Einflüssen unterscheiden zu können, wurde die Induktivitätsverteilung bei verschiedenen Rotorlagen bestimmt. Für die Messreihe in Abbildung 2.7 wurde die Rotorlage jeweils um 5,4° im Bereich von 0° bis 180° (bezogen auf eine Polteilung) variiert. Das Testsignal entspricht dem der Messung für Abbildung 2.6. Der Übersichtlichkeit wegen wurden nur vier Verläufe vollständig dargestellt, jedoch sämtliche Maxima und Minima der einzelnen Messungen.

Erkennbar ist hierbei neben etwa gleichgroßen Maxima auch eine Abhängigkeit der Minima von der Polradstellung.

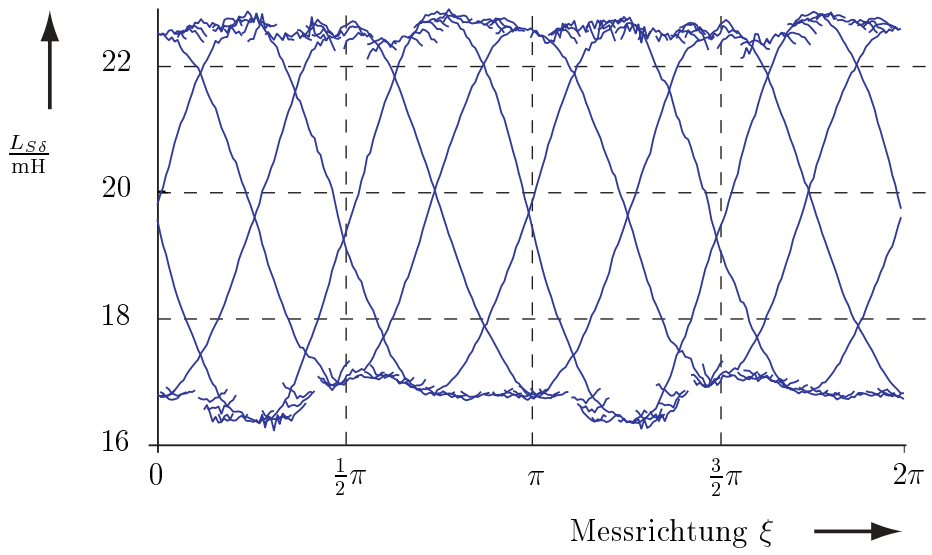

Abbildung 2.7: Differentielle Induktivitäten als Funktion der Messrichtung bei verschiedenen Rotorlagen. Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind von den 33 bestimmten Verläufen der Induktivitätsverteilung lediglich die bestimmten Maxima und Minima und nur vier vollständige Messergebnisse angegeben.

In Abbildung 2.8 sind die Fourierkoeffizienten der Messergebnisse aus Abbildung 2.7 in der Darstellung

$$L_{S\delta}(\xi) = \frac{c_0}{2} + \sum_n c_n \sin(n\xi + \varphi_n) \tag{2.23}$$

angegeben. Anhand dieser Darstellung lässt sich entscheiden, ob es sich um Einflüsse des Stators oder des Rotors auf die entsprechende Oberschwingung handelt. Statorabhängige Effekte variieren definitionsgemäß nicht in Abhängigkeit von der Rotorlage, so dass die Koeffizienten bei allen Messungen in Betrag und Phase im Rahmen der Messgenauigkeit übereinstimmen. Dominiert der rotorlageabhängige Einfluss, so besteht ein festes Verhältnis zwischen der Phase des Koeffizienten und der Rotorlage. Da die Rotorlage um jeweils den gleichen Winkel zwischen den einzelnen Messreihen geändert wurde, ist folglich auch die Phase um diesen Winkel verschoben.

Die auftretenden Koeffizienten lassen sich wie folgt interpretieren:

- Der Gleichanteil und der maßgebliche Koeffizient zweiter Ordnung ändern sich mit der Läuferstellung. Dieses ist in Abbildung 2.7 leicht zu erkennen. Die Minima der Induktivitätsverteilung hängen wesentlich stärker von der Läuferstellung ab als die Maxima. Dieses lässt auf Asymmetrien im Stator schließen. Diese sind anhand des Querschnitts (Aufriss im Anhang in Abbildung B.1) der Statorbleche des Motors erkennbar: Durch die auf der Außenseite des Statoreisens angebrachten Nuten (für Strom- und Sensorleitungen) wird der Querschnitt des Ständerjochs verringert.

- Eine weitere Ursache für die Abhängigkeit des zweiten Koeffizient von der Rotorlage

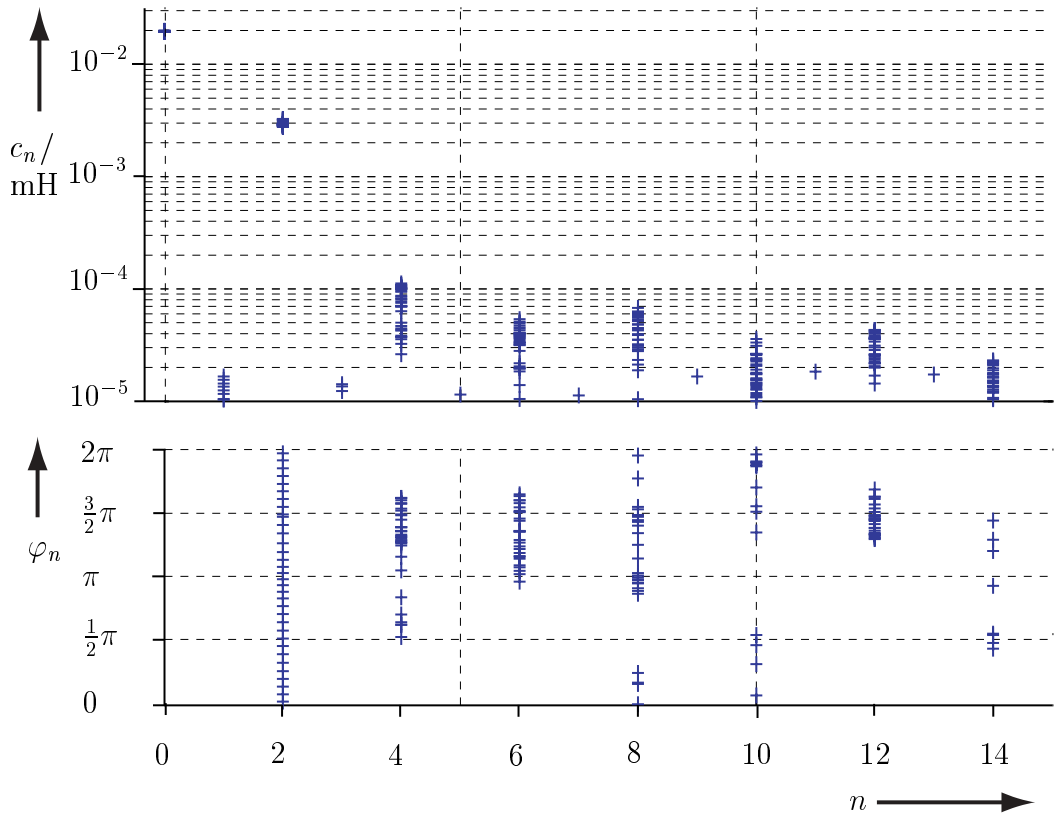

Abbildung 2.8: Fourierkoeffizienten der Induktivitätsverteilung bei verschiedenen Rotorlagen

ist neben den bereits erwähnten Sättigungserscheinungen ein an der Aufklebefläche der Permanentmagneten plangeschliffener Rotor, wodurch der effektive Luftspalt vergrößert wird.

- Entsprechend Gln. 2.18 verläuft die Induktivitätsverteilung elliptisch. Wird diese Funktion in einer Fourierreihe entwickelt, so dominieren neben dem Gleichanteil der 2. und der 4. Koeffizient. Dieses ist auch hier zu beobachten; das deutliche Auftreten der vierten Koeffizienten ist somit eine Folge der Darstellung der Induktivitätsverteilung in der Fourierreihe.

- Die 6. und 12. Koeffizienten sind aufgrund ihrer dicht beieinander liegenden Phasen auf Statoreinflüsse zurückzuführen. Sie sind eine Folge der Nutung des Stators, bei dem auf ein Polpaar 6 Nuten entfallen (Lochzahl 1, [Jur03]).

- Die Phasen der 8. Koeffizienten φ_8 sind nicht auf einen bestimmten Winkel konzentriert und lassen daher auf rotorabhängige Einflüsse schließen. Ursache kann wiederum der an der Auflagefläche der Magnete plangeschliffene Rotor sein.

- Die Amplituden der restlichen Koeffizienten betragen unter ein Promille der 0. Koeffizienten und sind auf Messungenauigkeiten zurückzuführen.

2.7 Versuchsaufbau

Der Versuchsaufbau ist schematisch in Abbildung 2.9 wiedergegeben. Die einzelnen Komponenten sind im Anhang B näher beschrieben. Der Antriebsstand besteht aus folgenden Elementen:

- Der Rechner, ein handelsüblicher PC, dient als Kommunikationsschnittstelle zwischen Benutzer und Signalprozessorboard. Über eine graphische Benutzeroberfläche (graphical user interface, GUI) können Parameter verändert und Sollwerte vorgegeben und Istwerte dargestellt werden.

  Für Messungen, die nicht in Echtzeit erfolgen müssen, (z.B. Bestimmung von Kennlinien) ist es außerdem möglich, über eine RS232-Schnittstelle Programme an den Servoverstärker zu übermitteln, zu parametrieren und zu starten bzw. die Messwerte auszulesen. In diesem Fall geschieht die Auswertung mittels eines numerischen Mathematikprogramms (Matlab) ebenfalls auf dem Rechner. Dieses wird durch einen im Servoregler – ein Umrichter mit zusätzlichen Funktionalitäten aus dem Bereich der Antriebstechnik und Automatisierungstechnik – implementierten Testsignalgenerator und einen ebenfalls implementierten Korrelator ermöglicht.

- Das DSP-Board der Firma dSPACE kommuniziert mittels des ISA-Busses mit dem Rechner. Es besitzt einen 32-bit Prozessor mit Gleitkommaarithmetik. Auf ihm werden die Drehzahl- und Lageschätzung sowie die Drehzahl- und Stromregelung realisiert. Die Schnittstelle zur Kommunikation mit der Umwelt erfolgt mit Hilfe eines Prototyping-Boards, das über den dSPACE-typischen PHS-Bus (Peripheral High Speed Bus) mit der DSP-Karte verbunden ist. Über eine synchrone, serielle Schnittstelle (serial synchronous interface, SSI) können von hier die Spannungssollwerte an den Umrichter übermittelt bzw. die Spannungsistwerte eingelesen werden.

- Der Servoverstärker ist ein handelsübliches Gerät der Firma LUST, das durch eine optionale Karte über eine SSI-Schnittstelle verfügt.

- Der Motor der Firma SAT-Dresden ist ein typischer Vertreter seiner Leistungsklasse, der für geregelte (geberbehaftete) Systeme entwickelt wurde.

  An den Rotor ist ein optischer Geber gekuppelt, der es ermöglicht die geschätzten Größen zu verifizieren.

Zur Belastung der Maschine kann bei Bedarf ein drehmomentgeregelter Antrieb an das freie Wellenende des Motors gekuppelt werden.

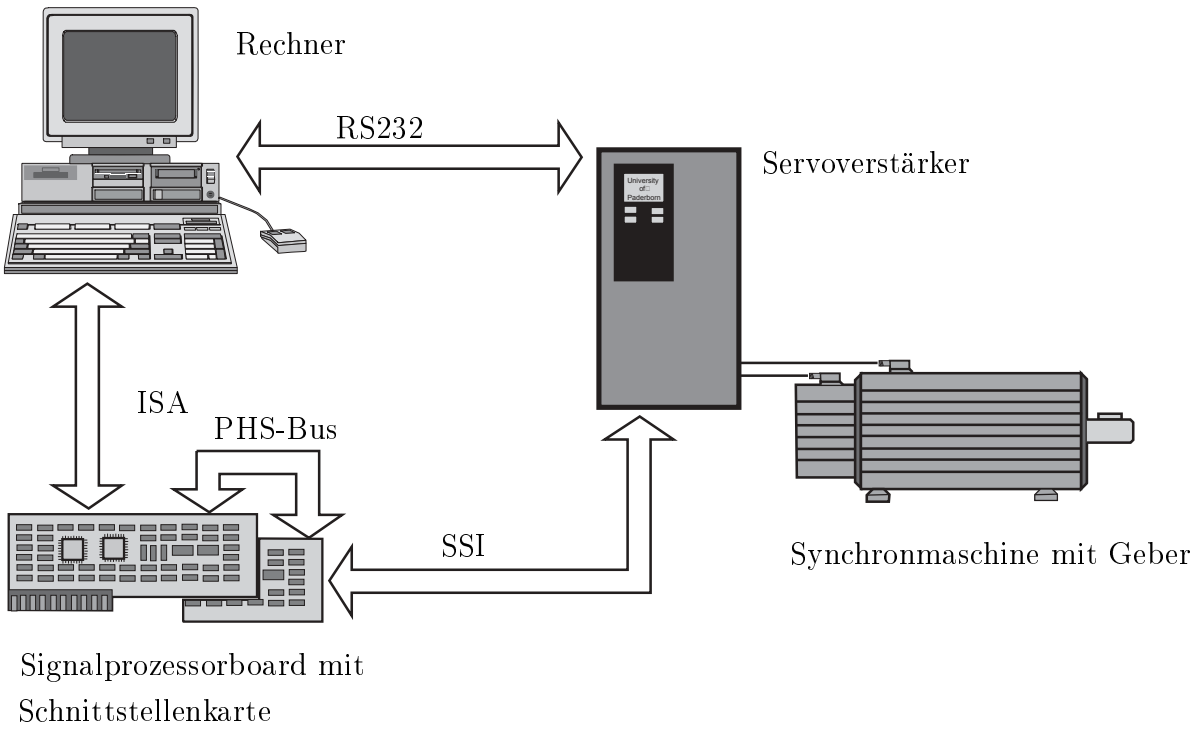

Abbildung 2.9: Schematischer Aufbau des Versuchsstands

Kapitel 3

Verfahren zur Lageschätzung

In diesem Kapitel werden zwei verschiedene Verfahren zur Lageschätzung vorgestellt.

Zu Beginn wird der Flussschätzer beschrieben. Er ist aus der Literatur bekannt und wird im mittleren und oberen Drehzahlbereich eingesetzt. Durch die vorgestellte Fehlerkorrektur ist ein Einsatz bis zu Drehzahlen nahe der Drehzahl Null möglich.

Auch die Lageschätzung aus der Abhängigkeit der Ständerinduktivität von der Rotorlage ist bekannt. Hierzu wird in Abschnitt 3.2 ein neues Verfahren beschrieben.

Als Alternative zu einer Regelung ist im unteren Drehzahlbereich auch ein gesteuertes Verfahren möglich. Dieser Ansatz wird im Abschnitt 3.3 diskutiert. Die Übergangsbedingungen zwischen gesteuertem und geregeltem Betrieb werden im Anschluss diskutiert.

Abgeschlossen wird dieses Kapitel durch ein Verfahren zur Rotorlagedetektion im Stillstand.

3.1 Flussschätzer

Der Flussschätzer, in der Literatur auch als Flussmodell oder Flussbeobachter bezeichnet, ist zwar eine sehr einfache, aber sehr effiziente Methode zur Lagedetektion im oberen und mittleren Drehzahlbereich.

Von Prinzip her entspricht er einem rückführungsfreien Beobachter, der sehr robust und einfach zu parametrieren ist.

Da allen auftretenden (Zwischen-)Größen eine direkte physikalische Bedeutung bekannter Größenordnung zukommt, ist die Realisierung auf einem Prozessor mit Festkommaarithmetik möglich.

Bei der prinzipiellen Darstellung des Prinzip des Flussschätzers in Abschnitt 3.1.1 wird auch auf die Probleme durch die Ungenauigkeiten aufgrund der numerischen Integration eingegangen. Hierdurch wird der Arbeitsbereich eingeschränkt, was allerdings durch entsprechende Maßnahmen wieder kompensiert werden kann (Abschnitt 3.1.2).

Abschließend werden noch Anmerkungen zur Implementierung (Abschnitt 3.1.3) gegeben.

3.1.1 Prinzip des Flussschätzers

Über die Integration der Spannungsgleichung in Ständerkoordinaten,

$$\underline{u}_S = R_S\ \underline{i}_S + L_S \frac{d\underline{i}}{dt} + \frac{d\underline{\Psi}_P}{dt}, \tag{3.1}$$

erhält man entsprechend Gln. 3.2 einen Ausdruck für den Polradfluss:

$$\underline{\Psi}_P = \int_{t0}^{t} (\underline{u}_S - R_S\ \underline{i}_S\ )\ dt - L_S\ \underline{i}_S \tag{3.2}$$

Die Lage dieses Polradflusses entspricht definitionsgemäß der Rotorlage ε_{RS}, die somit über

$$\tan(\varepsilon_{RS}) = \frac{\Psi_{P\beta}}{\Psi_{P\alpha}} \Leftrightarrow \varepsilon_{RS} = \begin{cases} \arctan\left(\frac{\Psi_{P\beta}}{\Psi_{P\alpha}}\right) & \forall \quad \Psi_{P\alpha} > 0 \\ \arctan\left(\frac{\Psi_{P\beta}}{\Psi_{P\alpha}}\right) + \pi & \forall \quad \Psi_{P\alpha} < 0, \Psi_{P\beta} \geq 0 \\ \arctan\left(\frac{\Psi_{P\beta}}{\Psi_{P\alpha}}\right) - \pi & \forall \quad \Psi_{P\alpha}, \Psi_{P\beta} < 0 \end{cases} \tag{3.3}$$

berechnet werden kann. Der sich hierdurch ergebende Wirkungsplan eines Flussschätzers ist in Abbildung 3.1 angegeben.

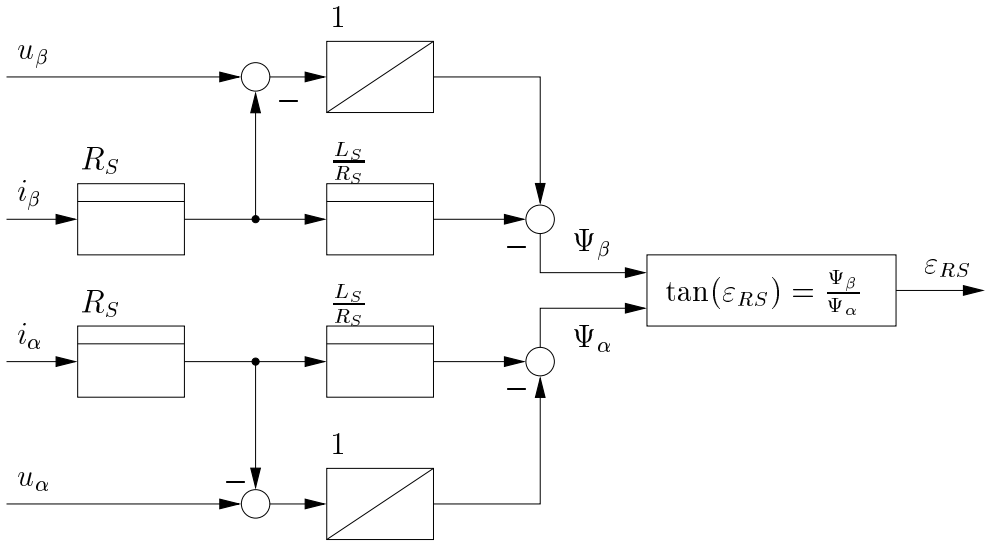

Abbildung 3.1: Prinzipieller Aufbau eines Flussschätzers

Der Einfluss der Subtrahenden $L_{S\alpha} i_{S\alpha}$ und $L_{S\alpha} i_{S\alpha}$ auf die geschätzten Flusskomponenten ist – besonders bei höheren Drehzahlen – verhältnismäßig klein. Daher wird hier auf die Lageabhängigkeit der Ständerinduktivität im Zusammenhang mit dem Flussschätzer nicht eingegangen.

3.1.2 Fehlerkompensation

Im stationären Fall, also bei konstanter Drehzahl und konstantem Drehmoment, sind beide Teile des Integranden in Gln. (3.2) und somit auch das Integral selbst unter idealen

Bedingungen reine Wechselgrößen. Unter realen Bedingungen ergeben sich aber durch das Messen und Wandeln der Ströme und ggf. der Spannungen sowie durch die numerische Integration Gleichanteile, so dass der Mittelwert des Integrals driftet[1].

Dieses wird typischerweise (z.B. [You00]) durch ein dem Integrator nachgeschaltetes Hochpassfilter mit der experimentell bestimmten Zeitkonstante T_{HP} kompensiert, wodurch die Mittelwertfreiheit sichergestellt und die Dynamik dieses Anteils beibehalten wird.

Integrator ($G_I(s)$) und Hochpass ($G_{HP}(s)$) lassen sich nach

$$G_I(s)G_{HP}(s) = \frac{1}{T_I s}\frac{T_{HP}s}{1+T_{HP}s} = \frac{T_{HP}/T_I}{1+T_{HP}s} \tag{3.4}$$

zu einem Tiefpass zusammenfassen.

Hierdurch wird allerdings der Einsatzbereich des Flussschätzers nach unten begrenzt, da bei niedrigen Drehzahlen unterhalb bzw. im Bereich der Durchtrittsfrequenz des Filters der Betrag des Integratorausgangssignals gedämpft und die Phase verfälscht wird. Der Einfluss dieses Fehlers auf die einzelnen Flusskomponenten hängt vom Anteil des Terms $L_S\, i_S$ an den Flusskomponenten ab, also typischerweise vom erzeugten Drehmoment.

Der Fehler – der Winkel zwischen der geschätzten und der wahren Rotorlage – kann somit in Abhängigkeit von der Drehzahl und vom Strom beschrieben werden. Die Bestimmung der Drehzahl erfolgt allerdings mit einer Verzögerung, so dass eine exakte Korrektur der geschätzten Rotorlage nur im (quasi-)stationären Fall erfolgen kann. In [Göt98] wird dieser Fehler anhand einer zweidimensionalen Tabelle korrigiert.[2]

Dieses Verfahren kommt prinzipiell in allen bekannten industriellen Verfahren zur sensorlosen Regelung im oberen Drehzahlbereich zum Einsatz. Die Drehzahlgrenze nach unten wird hier im Bereich 30% - 40% der Bemessungsdrehzahl [Sch02] gewählt. Hierdurch kann auf die Fehlerkorrektur verzichtet werden.

Im Folgenden wird ein analytisches Verfahren zur Fehlerkompensation vorgestellt. Auch hier gilt, dass eine exakte Korrektur prinzipiell nur für den stationären Fall erfolgen kann.

Die Betrags- und Phasenfehler treten lediglich in einem Teil der ($\Psi_{P\alpha}-$ oder $\Psi_{P\beta}-$) Komponenten, nämlich am Integratorausgang, auf. Eine drehzahlabhängige Korrektur der Rotorlage ist daher nicht ausreichend, es muss auch – wie bei der Korrektur über eine Tabelle – der Strom berücksichtigt werden. Eine Korrektur dieses Fehlers kann direkt bei den geschätzten Komponenten des Polradflusses $\tilde{\Psi}_P$ oder bei der geschätzten Lage $\hat{\varepsilon}_{RS}$ erfolgen.

Wesentlich geschickter ist dagegen, den gleichen „Fehler" auch im Anteil $L_S i_S$ durch ein zusätzliches Hochpassfilter zu erzeugen. Hierdurch ergibt sich die in Abbildung 3.2 angegebene Struktur.

[1] Der zeitliche Verlauf des Rotorflusses entsprechend Gleichung (3.2) entspricht im stationären Fall in der α,β-Ebene einem Kreis mit Mittelpunkt im Ursprung. Ein Driften des Integratorausgangs verschiebt diesen Mittelpunkt; die geschätzte Rotorlage wird erst verzerrt und artet in Pendeln aus, wenn die Kreisbahn den Mittelpunkt nicht mehr umläuft.

[2] Das Erstellen einer solchen Tabelle ist allerdings mit nicht unerheblichem maschinenspezifischem Vermessungsaufwand verbunden.

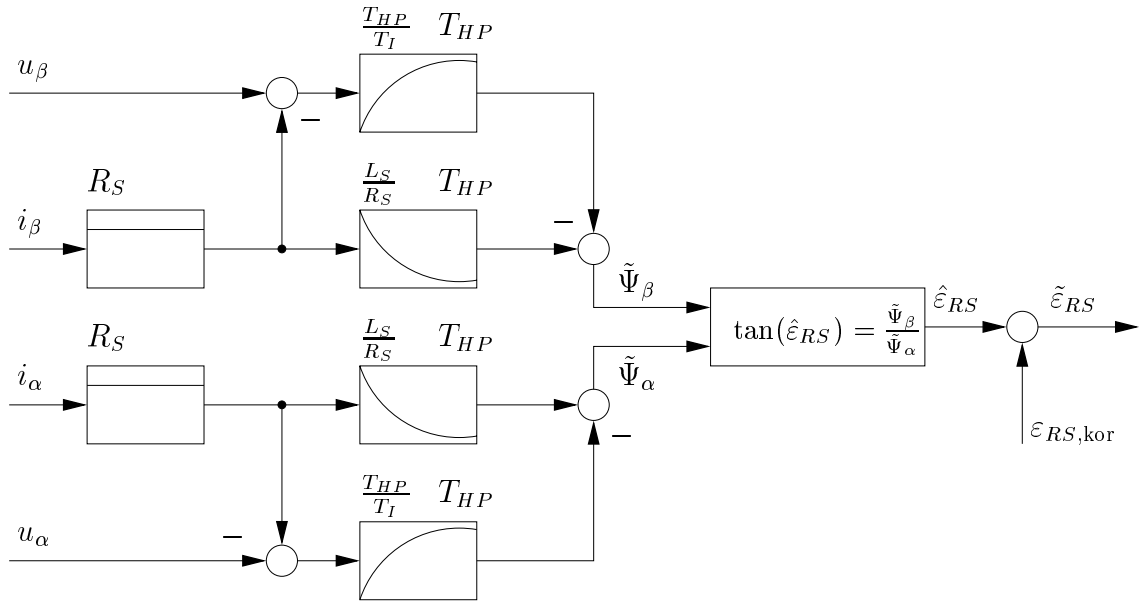

Abbildung 3.2: Flussschätzer mit Fehlerkorrektur

Der Betragsfehler ist hierdurch in allen Anteilen gleich und kürzt sich somit heraus. Der Phasenfehler, also die Phasenänderung durch die Hochpassfilter, lässt sich nach

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2} - \arctan(\omega_{RS} T_{HP}) \tag{3.5}$$

berechnen und pflanzt sich auf die geschätzte Rotorflusslage $\hat{\varepsilon}_{RS}$ fort:

$$\frac{\tilde{\Psi}_{P\beta}}{\tilde{\Psi}_{P\alpha}} = \frac{\Im\left\{\tilde{\Psi}_P\ e^{j(\varepsilon_{RS}+\Delta\varphi)}\right\}}{\Re\left\{\tilde{\Psi}_P\ e^{j(\varepsilon_{RS}+\Delta\varphi)}\right\}} = \frac{\sin\left(\varepsilon_{RS}+\Delta\varphi\right)}{\cos\left(\varepsilon_{RS}+\Delta\varphi\right)} = \tan\left(\varepsilon_{RS}+\Delta\varphi\right) = \tan\left(\hat{\varepsilon}_{RS}\right) \tag{3.6}$$

Die durch den Flussschätzer bestimmte Rotorlage $\hat{\varepsilon}_{iRS}$ muss also um die Phasenänderung geändert werden. Für den korrigierten Wert $\tilde{\varepsilon}_{RS}$ ergibt sich damit die Berechnungsvorschrift

$$\tilde{\varepsilon}_{RS} = \hat{\varepsilon}_{RS} - \Delta\varphi = \hat{\varepsilon}_{RS} - \varepsilon_{RS,kor}. \tag{3.7}$$

Die Berechnung von $\hat{\varepsilon}_{RS}$ erfolgt analog zu Gleichung (3.3). Ist die Drehfrequenz $\tilde{\omega}_{RS}$ über ein geeignetes Schätzverfahren bestimmt, kann die drehrichtungsabhängige Korrektur über

$$\tilde{\varepsilon}_{RS} = \hat{\varepsilon}_{RS} - \frac{\tilde{\omega}_{RS}}{|\tilde{\omega}_{RS}|}\left(\frac{\pi}{2} - \arctan\left(|\tilde{\omega}_{RS}|\ T_{HP}\right)\right) \tag{3.8}$$

erfolgen.

Diese Korrektur ist bei korrekt geschätzter Drehzahl im ganzen Drehzahlbereich der Maschine gültig. Problematisch bleibt der Bereich nahe der Drehzahl Null. Die Korrektur beträgt hier drehrichtungsabhängig etwa $\pm\pi/2$. Wird die Drehrichtung falsch geschätzt, ist eine um π falsch geschätzte Rotorlage die Folge.

In Abbildung 3.3 ist ein Messergebnis für die im Anhang B.1 angegebene Maschine dargestellt. Die Maschine läuft hier mit einer Solldrehfrequenz von $f_m^* = 1$ Hz ($f_{RS}^* = 3$ Hz). Die Drehzahlregelung arbeitet mit einer gemessenen Drehzahl.

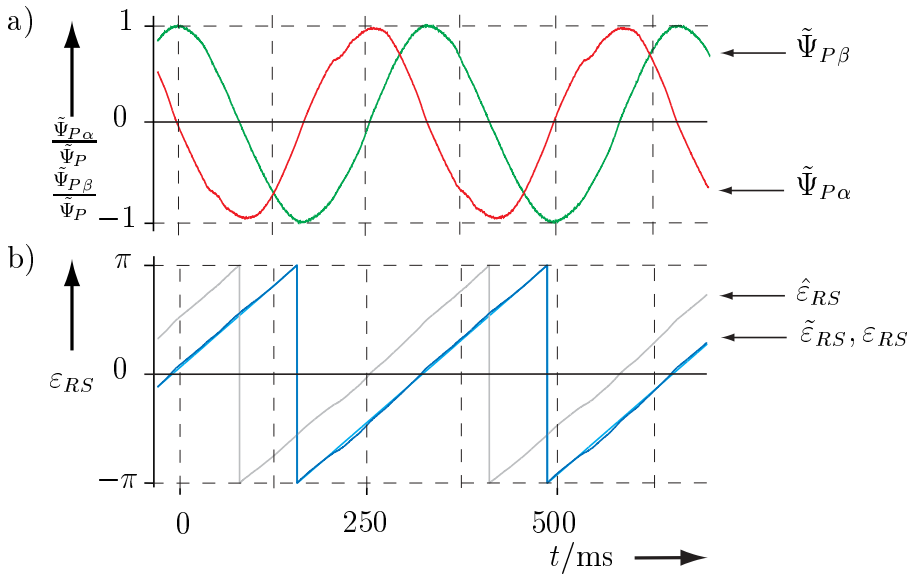

Abbildung 3.3: Drehmomentregelung mit Lagebestimmung über den Flussschätzer:
a) Bestimmte Flusskomponenten in normierter Darstellung
b) Bestimmte Rotorlage vor ($\hat{\varepsilon}_{RS}$) und nach ($\tilde{\varepsilon}_{RS}$) der Korrektur mit einem gemessenen Drehzahlwert sowie die gemessene Rotorlage (ε_{RS})

Die unterlagerte Drehmomentregelung dagegen verwendet zur Transformation lediglich die über den Flussschätzer bestimmte Rotorlage $\tilde{\varepsilon}_{RS}$. Die Filterdurchtrittsfrequenz wurde zu $\omega_0 = 1/T_{HP} = 80$ Hz gewählt, einem Wert, der sich für verschiedene Maschinen bewährt hat. Die Korrektur der Rotorlage $\hat{\varepsilon}_{RS}$ beträgt somit etwa $\varepsilon_{RS,\text{kor}} = -77°$. Die hierfür benötigte Rotorfrequenz wurde über die Differentiation der geschätzten Rotorlage bestimmt.

Die geschätzte Rotorlage stimmt weitgehend – und im für die Drehmomentregelung ausreichenden Maße – mit der über einen Lagegeber gemessenen Rotorlage ε_{RS} überein, so dass diese beiden Kurven in der Abbildung kaum zu unterscheiden sind.

3.1.3 Anmerkungen zur Realisierung

Anwendungsabhängige Modellvereinfachung

Der Umstand, dass der Einfluss des Faktors $L_S i_S$ im Bereich kleiner Drehzahlen gering ist, findet sich häufig bei Anwendungen wie Pumpen oder Lüftern: Die Stromregelung, für die eine Lageschätzung erforderlich ist, ist hier meistens einer Drehzahlregelung unterlagert, die mit konstanter Beschleunigung die Rotordrehzahl auf den Sollwert regelt. In das für eine konstante Beschleunigung erforderliche Drehmoment geht allerdings die Drehzahl in der 3. Potenz ein, so dass im Bereich kleiner Drehzahlen auch nur ein geringes Drehmoment – und damit ein kleiner Strom – für eine konstante Beschleunigung gefordert wird.

Daher dürfen bei diesen Anwendungen die Hochpassfilter entfallen, was Kode und Rechenzeit verkürzt.

Verwendung der Sollspannungen

Der Mittelwert der Spannung über eine Modulationsperiode stimmt, abgesehen von den Spannungsverlusten an den Halbleitern und dem Einfluss der Sicherheitszeiten, mit dem Spannungssollwert für diese Abtastperiode überein.

Die an den Halbleitern des Umrichters anfallenden Spannungsverluste können einige Volt betragen. Die Folge ist eine 6. Harmonische im Polradfluss. Der Einfluss ist allerdings gering, da die Spannung im Flussschätzer quasi tiefpassgefiltert (vgl. Abb. 3.2) wird. In Abbildung 3.3 ist diese Oberschwingung trotzdem erkennbar: Beim Fluss in α-Richtung – Nulldurchgang von $\hat{\varepsilon}_{RS}$ bei $t = 150$ ms – sind in jeder Periode an 2 Stellen (bei $t = 200$ ms und bei $t = 375$ ms) Störungen erkennbar. In β-Richtung ist diese Störung nur schwer erkennbar; hier gehen die Nulldurchgänge der Spannungen in Richtung der b- und c-Achse ein, fallen aber in Vergleich zur α-Achse auch nur halb so stark ins Gewicht. In der geschätzten Drehzahl lässt sich – z.B. durch eine Fourieranalyse – die 6. Oberschwingung nachweisen.

Insgesamt ist der Einfluss allerdings sehr gering. Bei der Messung beträgt sie nur wenige Grad. Ferner nimmt ihre Bedeutung bei höheren Drehzahlen (aufgrund des höheren Spannungsbedarfs der Maschine) noch ab. Insofern konnte auf eine Fehlerspannungskompensation verzichtet werden.

Berücksichtigung von Totzeiten

Zwischen der Messung des Stroms und der Verwendung der daraus berechneten Polradlage für die Koordinatentransformation ändert sich die Polradlage um einen Winkel, der bei hohen Drehzahlen zu einem nicht unerheblichen Phasenfehler bei der Flussschätzung führt. Dieses kann durch eine Extrapolation des gemessenen Stromes, beispielsweise durch eine lineare drehzahlabhängige Extrapolation des verwendeten Transformationswinkels, oder ein Verzögern der aktuellen Sollspannung am Modelleingang bei anschließender drehzahlabhängiger Extrapolation der Rotorlage geschehen. Letzteres lässt sich im Bezug auf Kode und Rechenzeit einfacher implementieren.

In beiden Fällen muss die geschätzte Rotorlage (drehzahlabhängig) ein weiteres Mal extrapoliert werden, um der Zeitdauer zwischen dem Berechnungsende des Transformationswinkels und dem Anliegen der hiermit berechneten neuen Sollspannung Rechnung zu tragen.

In Zusammenhang mit der Regelung von schnelllaufenden Maschinen (Abschnitt 5.4) wird auf den verwendeten Extrapolationsalgorithmus und die hierzu gehörenden Messergebnisse noch eingegangen.

3.2 Lageschätzung über die Auswertung der magnetischen Asymmetrie

Im Kapitel 2.6 wurden der Zusammenhang von Polradlage und Induktivitätsverteilung entlang des Luftspalts und deren Bestimmung dargestellt. Auf diese Grundlagen aufbauend soll in diesem Abschnitt ein Verfahren zur Bestimmung der Rotorlage aus der Induktivitätsverteilung erläutert und diskutiert werden.

Hierzu gibt es bereits zahlreiche Ansätze. Die bekanntesten bzw. die dem in diesem Kapitel vorgestellten nächstliegenden Verfahren sollen hier skizziert werden, um eine Abgrenzung zu ermöglichen. Die Grenze zu den modellbasierten Verfahren ist hier fließend, so dass auch diese hier erwähnt werden:

Auswertung über einen Beobachter

In dem von der Arbeitsgruppe um Prof. Lorenz ([Lor96], [Cor96], [Cor98],[Jan93], [Jan95]) vorgestellten Verfahren wird ein sinusförmiges Testsignal auf die Spannungen in die geschätzte d- bzw. q-Richtung aufgeschaltet. Ein Luenberger-Beobachter wertet die Verschiebung zwischen dem gemessenen und dem geschätzten Strom aus, der aufgrund der unterschiedlichen Induktivität in die verschiedenen Rotorachsen eine Abhängigkeit von der Rotorlage ausweist. Die geschätzte Rotorlage weicht lastabhängig bis zu 10° (bezogen auf die *elektrische Rotorlage*) von der gemessenen ab; der Arbeitsbereich reicht von Drehzahl Null bis zur halben Bemessungsdrehzahl.

Bestimmung der Statorreaktanz in Echtzeit

Das als „INFORM"-Methode (indirect flux detection by on-line reactance measurement) bekannte Verfahren [Sch96] wurde am Lehrstuhl von Prof. Schrödel, TU Wien, entwickelt und ist das erste Verfahren (2002), das im unteren Drehzahlbereich im industriellen Umfeld eingesetzt wird [Sch02].

Die Stromregelung wird hierbei in regelmäßigen Abständen unterbrochen. In diesen Pausen nimmt der Umrichter bestimmte Schaltzustände ein; durch die gemessene Stromänderung lässt sich auf die Reaktanz und somit auf die Rotorlage schließen (auch [Nie01], [Öst95] oder [Oga96]). Hierzu wird ein Kalmanfilter eingesetzt, mit dessen Hilfe auch die Drehzahl bestimmt wird.

Auswertung über ein Kalmanfilter

Auch das u.a. am Lehrstuhl von Prof. Henneberger, RWTH Aachen, entwickelte Verfahren ([Bru91], [Bru93], [Kle95] oder auch [Bei97]) arbeitet mit einem Testsignal. Dieses ist sinusförmig und wird den Sollstromwerten in d- und q-Achse überlagert. Die Lage- und Drehzahlschätzung erfolgt anhand eines Kalmanfilters.

Lageschätzung über die explizite Bestimmung der Ständerinduktivität

Das im Folgenden beschriebene Verfahren ([Kie00]-[Kie02b]) beruht auf der expliziten Bestimmung der Ständerinduktivität und der direkten Bestimmung der Rotorlage hieraus.

Es lässt sich in die folgenden Schritte zerlegen, die im Anschluss einzeln erläutert werden:

- Aufschalten eines sinusförmigen Testsignals (dieses können z.B. Spannungssollwerte sein; siehe nächster Abschnitt)
- Korrelation der Ströme und Spannungen mit dem Testsignal
- Berechnung des komplexen Widerstandes der Statorwicklungen und hieraus der Induktivität, jeweils in den drei Strangrichtungen
- Parametrierung einer Approximationsfunktion der differentiellen Induktivität
- Bestimmung der Rotorlage aus den Approximationsparametern.

Abgerundet wird dieses Kapitel durch Messergebnisse.

3.2.1 Aufschalten eines Testsignals

Zur Induktivitätsbestimmung über Korrelation nach dem in Abschnitt 2.6.3 vorgestellten Verfahren wird ein sinusförmiger Strom benötigt. Hierzu sind drei verschiedene Möglichkeiten (vgl. Abbildung 3.4) denkbar:

- Dem Stromsollwert wird das Testsignal additiv überlagert (Variante a)).
  Hierdurch wird ein geregelter sinusförmiger Strom aufgeschaltet. Nachteilig ist allerdings, dass die Stromregler im stationären Fall keine Gleichgrößen mehr regeln, was ja eigentlich den Vorteil der feldorientierten Regelung darstellt. Hierdurch wird die Frequenz des Testsignals nach oben hin begrenzt.

- Den Spannungssollwerten in Rotorkoordinaten wird das Testsignal überlagert (Variante b).
  Diese Variante stützt sich (ebenso wie Variante c)) auf die Annahme, dass die Maschine als lineares System betrachtet werden darf und somit eine sinusförmige Spannung einen sinusförmigen Strom bedingt. Die Abhängigkeit der Ständerinduktivität von der Rotorlage ($L_{\delta Sd} \neq L_{\delta Sq}$) bedeutet allerdings eine Nichtlinearität. Durch die Wahl der Frequenz des Testsignals deutlich oberhalb der Rotorfrequenz und der Auswertung entsprechend weniger Perioden des Testsignals bleibt die Änderung der Ständerinduktivität in jedem Auswertungszeitraum aber entsprechend klein.

  Um bei den Varianten a) und b) eine konstante Frequenz des Testsignals in Statorkoordinaten ω_{test}^{S} zu erreichen, muss die Frequenz der Testsignals ω_{test}, das ja in Rotorkoordinaten aufgeschaltet wird, abhängig von der (geschätzten) Rotorfrequenz in Echtzeit verändert werden ($\omega_{\text{test}}^{S} = \omega_{\text{test}} - \tilde{\omega}_{RS}$).

  Ferner ist bei der Vorgabe des Testsignals in Form von Spannungssollwerten die Implementierung einer Bandsperre (in Abbildung 3.4 gestrichelt eingezeichnet) erforderlich, da die Stromregler ansonsten diese „Störgröße“ ausregeln würden. Dieses sollte möglichst schmalbandig sein, um die Regeldynamik nicht zu beeinflussen. Nachteilig ist allerdings, dass bereits kleine Abweichungen in der geschätzten Drehfrequenz zu einer Verschiebung der in den Strömen vorhandenen Testsignalschwingungen führt. Das Filter muss deshalb einen entsprechend breiten Sperrbereich besitzen, um die Testsignalschwingung trotzdem sicher herausfiltern zu können.

- Den Spannungssollwerten in Statorkoordinaten wird das Testsignal überlagert (Variante c).
  Auch hier muss das aufgeschaltete Signal herausgefiltert werden. Allerdings ist die Testsignalfrequenz genau bekannt, was ein sehr schmalbandiges Bandpassfilter erlaubt.

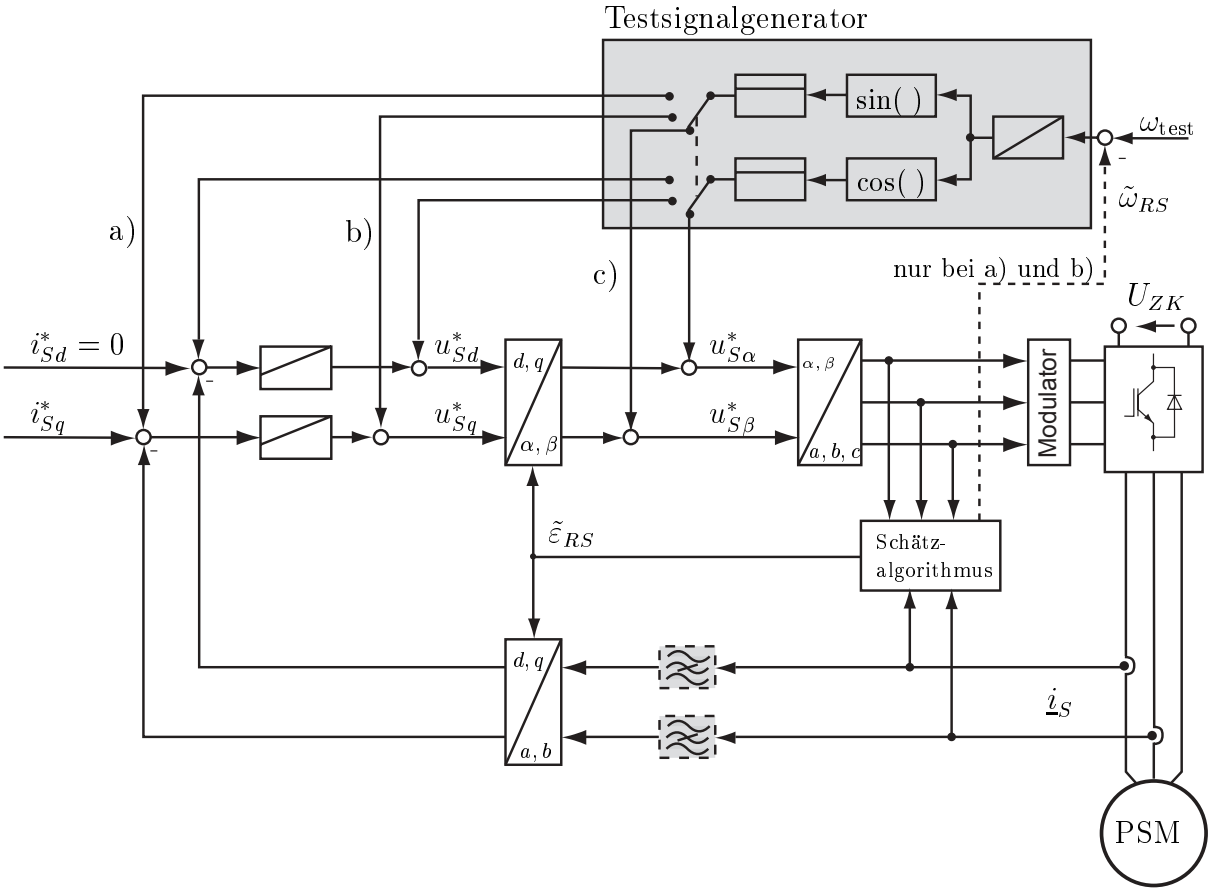

Abbildung 3.4: Verschiedene Möglichkeiten zur Testsignalaufschaltung: Aufschaltung eines Stromzeigers in Rotorkoordinaten (a), Aufschalten eines Spannungszeigers in (b) Rotorkoordinaten oder in (c) Ständerkoordinaten

Bei der Testsignalaufschaltung in Rotorkoordinaten entsprechend Variante b) wurden die am wenigsten zufriedenstellenden Ergebnisse erzielt. Ursache hierfür ist eine zu langsam erfolgende Geschwindigkeitsschätzung.

Implementiert wurde Variante c). Hier kann die Frequenz des Testsignals höher als beim geregelten Testsignal gewählt werden.

3.2.2 Bestimmung der Induktivitätsverteilung

Die Induktivitätsverteilung lässt sich über drei Parameter – Haupt- und Nebendiagonale sowie Neigung bei der Approximation über eine Ellipse (vgl. Gln. 2.18) bzw. Gleichanteil,

Amplitude und Phase bei der Approximation über eine (abgebrochene) Taylorreihe (vgl. Gln. 2.20) – beschreiben. Hierfür werden linear unabhängige Messwerte für die Induktivität in mindestens drei verschiedene Richtungen benötigt.

Alternativ ist auch das Vorgehen denkbar, die Induktivität in lediglich zwei Richtungen zu bestimmen; diese müssen dann mit einer vorher abgelegten Tabelle verglichen werden. Nachteil dieses Verfahrens ist, dass Änderungen der Induktivität aufgrund von Temperaturschwankungen o.Ä. nicht berücksichtigt werden. Die Berücksichtigung der Änderung der Induktivität aufgrund des Stroms erfordert eine dreidimensionale Tabelle.

Bestimmung der Induktivität

Die Bestimmung der Induktivität erfolgt aus der nach Gleichung 2.22 bestimmten Impedanz:

$$L_{\delta\xi} = \frac{\Im\{\underline{\tilde{Z}}_{S\xi}\}}{\omega_{\mathrm{test}}} \tag{3.9}$$

Zur Fehlerminimierung liegen die Richtungen ξ, in denen die Induktivitäten bestimmt werden, 2/3 π auseinander, z.B. können die Strangrichtungen a, b und c gewählt werden. Vorteilhaft ist, wenn die Bestimmung in diesen drei Richtungen gleichzeitig erfolgen kann. Dieses kann dadurch erreicht werden, dass der sinusförmige Strom nicht explizit in jeweils eine Richtung, sondern ein rotierender Stromzeiger $\underline{i}$ aufgeschaltet wird. Dieser wirkt in jeder Richtung wie ein sinusförmiges Testsignal (vgl. Abbildung 3.5). Die Induktivität

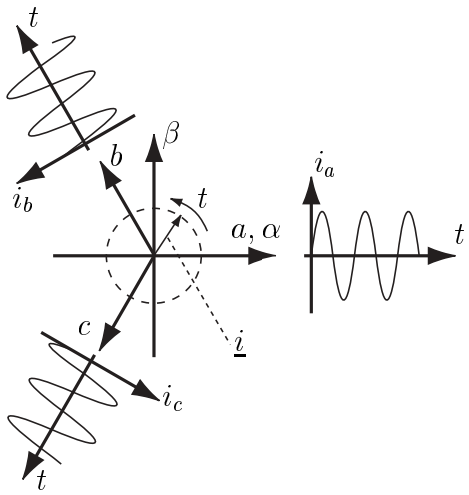

Abbildung 3.5: Testsignalaufschaltung und Auswertung in die Strangrichtungen

kann hiermit in mehreren Richtungen[3]gleichzeitig bestimmt werden.

[3]Die Messungen sind unabhängig, solange die Zahl der unabhängigen Messwerte für den Strom bzw. die Zahl der Sollwerte für die Spannung über der Anzahl der Richtungen, in die ausgewertet wird, liegt.

3.2.3 Bestimmung der Rotorlage

Der nächste Schritt ist die Parametrierung der Approximationsfunktion für die Induktivität entlang des Luftspalts gemäß Gleichung 2.20 bzw. die Berechnung der Rotorlage aus den drei Messwerten für die Ständerinduktivität. Um den Einfluss von Messungenauigkeiten zu minimieren, werden die Messrichtungen entlang dem Maschinenumfang gleichverteilt und der Übersichtlichkeit halber in die drei Strangrichtungen gewählt. Die Messwerte werden daher mit L_{Sa}, L_{Sb} und L_{Sc} bezeichnet.

Die drei Messwerte für die Induktivität in den drei Strangrichtung müssen entsprechend Gleichung 2.20 den folgenden Bedingungen genügen:

$$L_{Sa} = L_0 - \Delta L \cos(2\varepsilon_{RS}) \tag{3.10}$$

$$L_{Sb} = L_0 - \Delta L \cos(2(\varepsilon_{RS} - 2\pi/3)) \tag{3.11}$$

$$L_{Sc} = L_0 - \Delta L \cos(2(\varepsilon_{RS} - 4\pi/3)) \tag{3.12}$$

Dieses Tripel lässt sich nach der gesuchten Rotorlage ε_{RS} auflösen, wobei die bisher unbestimmten Größen L_0 und ΔL entfallen:

$$L_{\Delta\alpha} = \Delta L \cos(2\varepsilon_{RS}) = \frac{1}{3}(-2L_{Sa} + L_{Sb} + L_{Sc}) \tag{3.13}$$

$$L_{\Delta\beta} = \Delta L \sin(2\varepsilon_{RS}) = \frac{1}{\sqrt{3}}(L_{Sb} - L_{Sc}) \tag{3.14}$$

$$\Rightarrow \tan(2\varepsilon_{RS}) = \frac{L_{\Delta\beta}}{L_{\Delta\alpha}} = \frac{\sqrt{3}\,(L_{Sb} - L_{Sc})}{-2L_{Sa} + L_{Sb} + L_{Sc}} \tag{3.15}$$

Die Variablen $L_{\Delta\alpha}$ und $L_{\Delta\beta}$ geben hierbei die Induktivitätsänderungen in dem orthogonalen α, β-System an:

$$L_{\Delta\alpha} = L_\alpha - L_0 \qquad\qquad L_{\Delta\beta} = L_\beta - L_0 \tag{3.16}$$

Anschaulich entspricht dieses Vorgehen der Transformation der drei Messwerte für die Induktivität von den Strangkoordinaten a, b, c in das orthogonale α, β-System (vergl. [Kle95]).

Die Lösung erfolgt unter Berücksichtigung der Vorzeichen von Zähler und Nenner ($L_{\Delta\alpha}$ und $L_{\Delta\beta}$) analog zu Gleichung 3.3.

In Abbildung 3.6 ist das Vorgehen für den Fall einer kontinuierlichen Messung der Ständerinduktivität schematisch erläutert.

Hiermit ist zwar die Lage des Rotorflusses, nicht aber dessen Orientierung bestimmt worden. Ist die Rotorlage allerdings einmal bekannt (z.B. nach dem in Abschnitt 3.6 angegebenen Verfahren), kann unter der Voraussetzung, dass sich die geschätzte Rotorlage zwischen zwei Schätzungen immer weniger als eine Viertelumdrehung pro Polteilung ändert, die absolute Rotorlage nachgeführt werden:

$$\tilde{\varepsilon}_{RS} = \varepsilon_{RS,k}|_{\varepsilon\in-\pi..0} \begin{cases} +0 & falls \quad |\varepsilon_{RS,k} - \varepsilon_{RS,k-1}| \leq \frac{\pi}{2} \\ +\pi & sonst \end{cases} \tag{3.17}$$

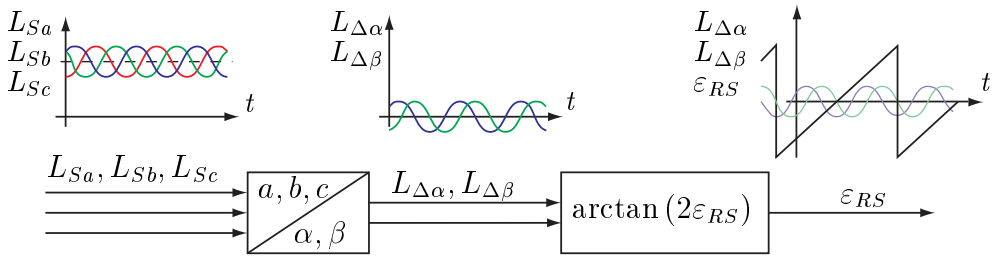

Abbildung 3.6: Prinzip der Lageschätzung über Auswertung der Asymmetrie der Induktivitätsverteilung

3.2.4 Bewertung des Verfahrens

Der Nachteil des Verfahrens liegt aufgrund der niedrigen Schätzfrequenz[4] in der beschränkten Dynamik: Während bei mit Drehgebern arbeitenden Systemen meist bei jedem Abtastzyklus ein aktueller Messwert der Rotorlage vorliegt, muss hier ein Testsignal aufgeschaltet und ausgewertet werden.

- Entsprechend dem Shannonschem Abtasttheorem darf die Testsignalfrequenz nur unterhalb der halben Schaltfrequenz des Frequenzumrichters gewählt werden. Um ein halbwegs sinusförmiges Testsignal zu erreichen, wird jedoch die Testsignalfrequenz typischerweise nicht höher als ein Zehntel des Schaltfrequenz gewählt.

- Die Bestimmung der Induktivitätsverteilung mittels Korrelation beruht auf der Bestimmung der Fourierkoeffizienten von Strom und Spannung bei der Testsignalfrequenz. Hierbei muss, da es sich um ein periodisches Signal handelt, über das ganzzahlige Vielfache einer Testsignalperiodendauer integriert bzw. korreliert werden. Die in Fußnote 3 genannte Bedingung für die Unabhängigkeit der bestimmten Induktivitäten in den Strangrichtungen ist hiermit automatisch erfüllt.

- Prinzipiell ist eine Lagebestimmung in jedem Abtastintervall der Stromregelung denkbar. Für eine Auswertung entsprechend Abschnitt 2.6.3 wird eine sehr hohe Anzahl an Korrelatoren benötigt. Dieses lässt sich allerdings wegen der begrenzten Rechenzeit und des begrenzten Speichers auf dem angegebenen Testsystem nicht realisieren.

  Der Ansatz, durch mehrere Korrelatoren die Schätzfrequenz auf die doppelte Testsignalfrequenz zu erhöhen, wurde in [Neu01] untersucht, auf eine Implementierung im Testsystem wurde aber aus den gleichen Gründen verzichtet.

Gegen eine längere – und hierdurch genauere – Messzeit spricht neben einer Verschlechterung der Regeldynamik, dass der Rotor sich währenddessen um den Winkel

$$\Delta\varepsilon_{RS} = 2\pi \frac{f_{RS}}{f_{\text{test}}} n, \tag{3.18}$$

[4] Schätzfrequenz f_{est}: Abtastrate der Lageschätzung

weiterdreht, wobei n für die Anzahl der ausgewerteten Testsignalperioden steht. Der dadurch verursachte Fehler $\Delta\varepsilon_{RS}$ muss hierbei unter $\frac{\pi}{2}$ liegen, um zumindest eine minimale drehmomentbildende Stromkomponente zu erhalten. Eine lineare Extrapolation ist nur bei Anwendungen mit nicht zu hoher Beschleunigung sinnvoll; für dynamischere Systeme wäre ein Beobachter erforderlich, auf den allerdings aus Rechenzeitgründen verzichtet wurde.

Zur Verdeutlichung der Umstände sei hier ein Zahlenbeispiel zu der im Anhang B.1 genannten Maschine gegeben:

- Ein typischer Servoverstärker besitzt eine Schaltfrequenz von 8 kHz. Das Testsignal sollte eine Zehnerpotenz unter der Schaltfrequenz liegen, also nicht höher als 800 Hz gewählt werden.

- Werden zwei Perioden des Testsignals ausgewertet, reduziert sich die Schätzfrequenz auf 400 Hz.

- Soll sich der Rotor zwischen zwei Lageschätzungen (zu den Zeitpunkten T_k und T_{k+1}) um nicht mehr als $\varepsilon_{\text{max,stat}} = 10°$ bewegt haben[5], liegt die hierfür maximal zulässige Rotorfrequenz bei 11 Hz. Diese stationäre Ungenauigkeit lässt sich allerdings durch eine drehfrequenzabhängige Winkelextrapolation eliminieren ($\varepsilon_{\text{kor,stat}}(t) = \omega_{RS}\, t$, $0 < t < (T_{k+1} - T_k)$).

- Wird für den transienten Fall – Beschleunigen oder Abbremsen – ein Fehler von $\varepsilon_{\text{max,trans}} = 45°$ (willkürlich gewählt, cos(45°)=70,7% des Stroms sind drehmomentbildend) zugelassen, so ist eine Rotorfrequenz von 50 Hz möglich. In diesem Bereich ist, dem Drehmoment im Impulsbetrieb entsprechend, eine Beschleunigung von $\alpha = m_{\max} \frac{1}{\pi/4} \frac{1}{J} \int_0^{\pi/4} \cos\varepsilon_{\text{trans}}\, d\varepsilon_{\text{trans}} = 25.208 \frac{\text{Hz}}{\text{s}}$ möglich. Zum Vergleich: Die theoretisch mögliche Beschleunigung des unbelasteten Motors aus B.1 liegt bei $28.000 \frac{\text{Hz}}{\text{s}}$.

Als Vorteile des Verfahrens können dagegen genannt werden:

- Das Verfahren ist ausgesprochen robust gegenüber Parameterschwankungen, da lediglich das Verhältnis der differentiellen Induktivitäten zueinander und nicht deren Absolutwerte ausgewertet werden.

- Es sind lediglich geringe a-priori-Kenntnisse erforderlich: Besteht ein ausreichender Unterschied zwischen den Induktivitäten $L_{\delta d}$ und $L_{\delta q}$, braucht lediglich die Amplitude des Testsignals festgelegt zu werden.

- Spannungsverluste an den Ventilen (diese sollten betragsmäßig unter der Testsignalamplitude liegen) haben nur eine geringe Auswirkung auf das Verfahren: Durch die Korrelation von Strom und Spannung mit dem Testsignal über ganzzahlige Testsignalperioden wird die Auswirkung der Spannungsverluste hinreichend gut unterdrückt.

[5] Dieses entspricht im stationären Fall einem Verlust im drehmomentbildenden Strom von unter 2%

3.2.5 Messergebnisse

In Abbildung 3.7 sind zwei Messungen für den im Anhang B.1 angegeben Servomotor dargestellt. Der Transformationswinkel wird hier über die Induktivitätsverteilung bestimmt, der Drehmomentregelung ist eine (sensorbehaftete) Drehzahlregelung überlagert.

Im Fall a) wird das Testsignal von 333 Hz über 5 Perioden ausgewertet, die Schätzfrequenz beträgt somit 66 Hz. In b) wird das Testsignal (300 Hz) ebenfalls über 5 Perioden ausgewertet, allerdings erfolgt eine Auswertung mit einer Schätzfrequenz von ebenfalls 300 Hz.

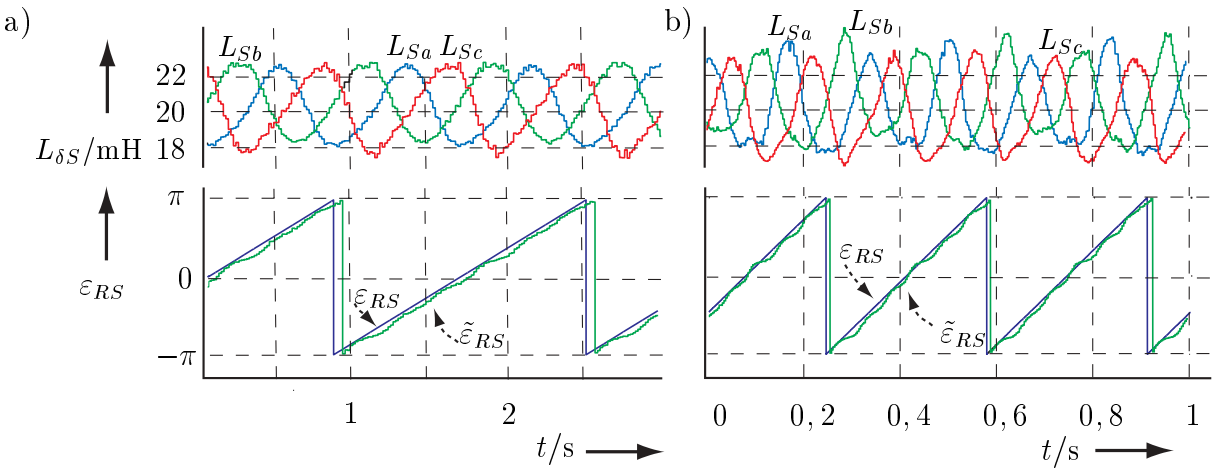

Abbildung 3.7: Lageschätzung aus der Induktivitätsverteilung bei der Maschine aus Anhang B.1: a) sequentielle Auswertung, Testsignalfrequenz: 333 Hz; b) überlappende Auswertung, Testsignal: 300 Hz; jeweils Auswertung von 5 Perioden

Auf die unterschiedlichen Oberwellen in der Induktivitätsverteilung wurde bereits in Kapitel 2.6.3 eingegangen. Die Oberwellen in der Induktivitätsverteilung (vgl. Abbildung 2.8), die auf statorabhängige Einflüsse zurückzuführen sind, bewirken eine geringe Ungenauigkeit in der geschätzten Lage. Die 6. bzw. 12. Harmonischen in der Induktivitätsverteilung sind auf die Statornutung zurückzuführen. Aufgrund der Relativgeschwindigkeit von Rotor und Stator pflanzen sich diese Oberwellen (als deutlich erkennbare 6. Harmonische) auf die geschätzte Rotorlage fort.

Die Abweichung der geschätzten von der gemessenen (und gleichanteilkorrigierten[6]) Rotorlage ist klein ($|\varepsilon_{RS} - \tilde{\varepsilon}_{RS}| < 5°$); die Auswirkungen dieses Fehlers auf das erzeugte Drehmoment liegen somit unter 1%.

Durch eine überlappende Auswertung, wie sie für das Messergebnis aus 3.7 b) gewählt wurde, werden im stationären Fall – konstante Drehzahl und konstantes Drehmoment – vergleichbare Ergebnisse wie bei Variante a) erreicht.

[6]Die geschätzte Rotorlage eilt der gemessenen bei positiver Drehrichtung um einige Grad voraus; diese Abweichung liegt in der Justagetoleranz des Gebers und wird hier daher nicht betrachtet.

Geringe Vorteile ergeben sich bei Drehzahländerungen, da eine Rotorlageänderung schneller detektiert wird. Hierdurch kann die Dynamik der Stromregler (zumindest gering) erhöht werden. Eine erhoffte höhere Genauigkeit der aus der Rotorlageänderung bestimmten Drehzahl (vergl. Abschnitt 4.1) konnte dagegen nicht erreicht werden.

Aufgrund des hohen Speicherbedarfs und des rechenzeitintensiven Algorithmus wird die überlappende Auswertung im Weiteren nicht weiter betrachtet.

3.3 Gesteuerter Hochlauf

Wird eine Maschine gesteuert betrieben, geschieht dieses typischerweise anhand einer $u(f)$-Kennlinie.[7] Hierbei wird ein rotierender Spannungszeiger aufgeschaltet, dessen Länge drehzahlabhängig verändert wird. Hierdurch kann der erhöhte Spannungsbedarf (zur Kompensation der Gegenspannung) bei höheren Drehzahlen gedeckt werden. Bei einer optimal (im Sinne von verlustminimal) gewählten Kennlinie fließt nahezu der ganze Strom in Richtung der q-Achse; die Maschine wird dicht am Kippmoment betrieben. Die genaue Kenntnis von Strecke und Störgröße(n) ist hierbei erforderlich, damit die Maschine nicht „außer Tritt“ fällt. Typischerweise wird jedoch die Kennlinie so gewählt, dass das unter ungünstigsten Umständen erforderliche Drehmoment mit Sicherheit aufgebracht werden kann.

Da der Rotor sprungförmigen Änderungen des Drehfrequenz-Sollwerts f^*_{RS} nicht folgen kann, erfolgt die Bildung des Frequenzsollwerts f^*_{IS} für den Statorstrom (stetig!) über eine Rampe, wobei ggf. zur Ruckbegrenzung noch eine Filterung vorgenommen und ein Verschliff eingebracht wird, siehe Abbildung 3.8.

Ein ähnliches Verhalten kann dadurch erreicht werden, dass ein geregelter Stromzeiger aufgeschaltet wird. Dessen Frequenz f_{IS} wird wie bei dem Einsatz einer $u(f)$-Kennlinie gewählt.

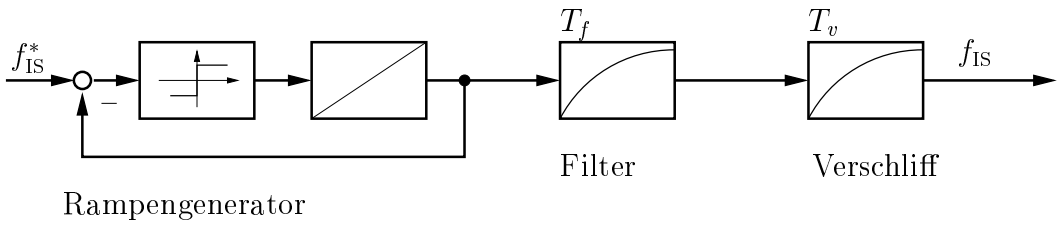

Abbildung 3.8: Vorsteuerung für die Solldrehfrequenz, $T_f \ll T_v$

Die Amplitude kann entsprechend dem Bemessungsstrom, applikationsabhängig aber auch niedriger, gewählt werden. Bei Förderpumpen besteht z.B. ein kubischer Zusammenhang von Drehmoment und Drehzahl.

Dieses Verfahren, das in [Höv98], [Höv99] bereits für die Asynchronmaschine vorgestellt wurde, soll auch hier als $i(f)$-Betrieb bezeichnet werden.

[7] Die Bezeichnung U/f-Betrieb ist im industriellen Umfeld auch bei einer nichtlinearen Wahl von $u = u(f)$ üblich.

Eine Implementierung kann angelehnt an die feldorientierte Regelung erfolgen und ist in Abbildung 3.9 angegeben: In Abhängigkeit vom Sollwert der Statorfrequenz f_{IS}^* wird über ein Kennlinienglied der Betrag des Stromzeigers i_S^* und mit einem Integrator dessen Lagewinkel η_{IS} gebildet. Damit der Stromzeiger der vorgegebenen Bahnkurve genau folgt, werden seine Komponenten in dem zweiachsigen x, y-Koordinatensystem geregelt, dessen y-Achse in die Richtung η_{IS} des Stromsollwertes zeigt[8]. Hierdurch brauchen die beiden Stromregler im stationären Fall lediglich Gleichgrößen zu regeln. Auch hier wird der Stromsollwert in der x-Achse zu Null gesetzt, in der y-Achse dagegen wird der Strom entsprechend der $i(f)$-Kennlinie gewählt ($i_y^* = f(f_{\mathrm{IS}})$, im einfachsten Fall zu $i_y^* = i_N$).

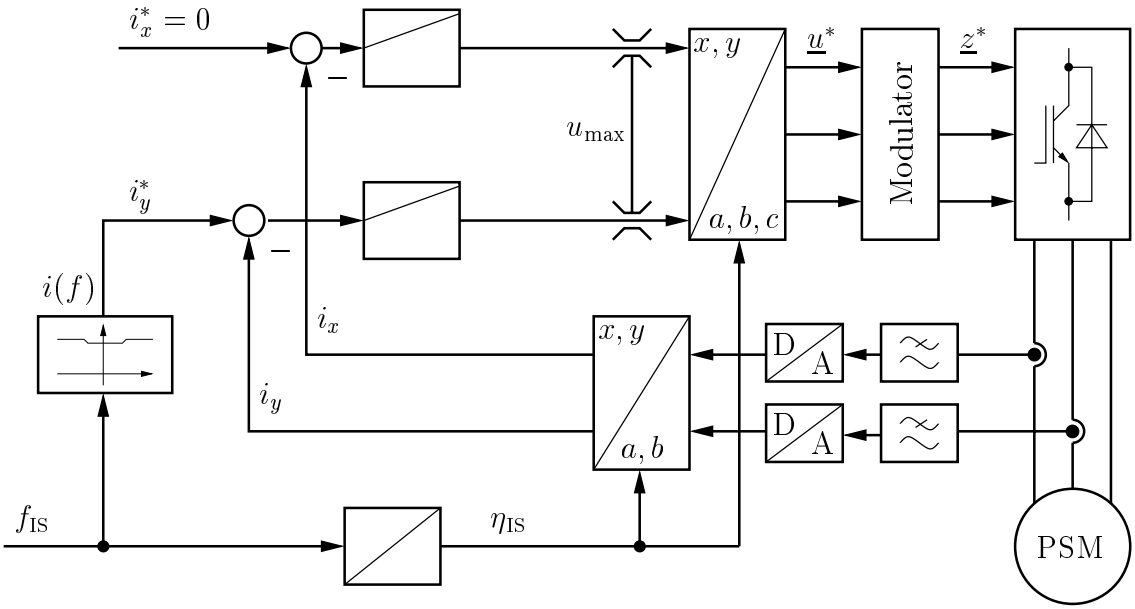

Abbildung 3.9: Blockschaltbild für den gesteuerten $i(f)$-Betrieb, hier exemplarisch mit Stromabsenkung bei kleinen Frequenzen für Pumpenanwendungen

Qualitativ lassen sich über einen Betrieb mittels $i(f)$-Kennlinie mindestens gleichwertige Ergebnisse wie mit der Steuerung über die $u(f)$-Kennlinie erzielen. Die für die $i(f)$-Regelung notwendigen Stromsensoren sind in einem Servoregler ohnehin vorhanden. Die Implementation der $i(f)$-Kennlinie ist aufgrund der Transformationen und Regler geringfügig aufwendiger als bei der $u(f)$-Kennlinie. Sie stellt aber an einen handelsüblichen Frequenzumrichter keine besondere Herausforderung in Bezug auf Speicherplatz oder Rechenzeit dar.

Aufgrund der Proportionalität von Strom und Drehmoment kann sich gerade bei der $i(f)$-Regelung die Parametrierung der Kennlinie erheblich vereinfachen.

Die Vorteile des Einsatzes der $i(f)$-Kennlinie werden deutlich, wenn diese Steuerung mit einer feldorientierten Regelung ohne mechanischen Geber kombiniert wird: Beim Umschalten auf die Regelung sind die Stromregler bereits in Funktion. Es müssen lediglich der Drehzahlregler zugeschaltet und der Transformationswinkel ersetzt werden.

[8]Beim Beschleunigen gilt also $0 \leq \varepsilon_{RS} - \eta_{\mathrm{IS}} \leq \frac{\pi}{2}$, beim Abbremsen $0 \leq \eta_{\mathrm{IS}} - \varepsilon_{RS} \leq \frac{\pi}{2}$.

3.4 Vergleich der Verfahren

In Tabelle 3.1 sind die wichtigsten Eigenschaften der vorgestellten Verfahren zusammengefasst. Die Angaben zur Genauigkeit und zum Arbeitsbereich beziehen sich auf die im Anhang B.1 angegebene Maschine. Die Genauigkeit des Flussschätzers ist allerdings bei Rotorfrequenzen im Bereich der Filterdurchtrittsfrequenz $1/T_{\mathrm{HP}}$ stark von der Genauigkeit der geschätzten Drehzahl abhängig.

	Flussschätzer	Induktivitätsmessung	gesteuerter Stromzeiger
Voraussetzung an den Motor	keine	Induktivitätsunterschied von $L_{\delta Sd}$ und $L_{\delta Sq}$	keine
zur Lageschätzung verwendete Größen	Spannung $\underline{u}_S^*$, Strom $\underline{i}_S$, geschätzte Drehzahl $\tilde{n}$	Spannung $\underline{u}_S^*$, Strom $\underline{i}_S$	–
Arbeitsbereich	$f_{RS} > 1..2\%\, f_N$ (Drehrichtung muss bekannt sein)	$f_{RS} < 10$ Hz	beliebig
Testsignal erforderlich	nein	ja	nein
Genauigkeit der Lageschätzung im stationären Betrieb	gut .. sehr gut	$\Delta\varepsilon_{RS} < 5°..10°$ (lastabhängig)	–
Dynamik	f_{RS} klein: stark abhängig von der Drehzahlschätzung ansonsten gut	begrenzt durch die Messzeit	gering

Tabelle 3.1: Eigenschaften der verschiedenen Verfahren zur Drehmomentregelung bei einer Maschine entsprechend Anhang B.1

In allen Drehzahlbereichen stehen somit ein gesteuertes und ein geregeltes Verfahren zur Verfügung. Aufgrund von Wirkungsgrad und Dynamik ist natürlich ein geregeltes Verfahren wünschenswert. Im Bereich mittlerer und hoher Drehzahlen wird daher im Folgenden ausschließlich der Flussschätzer verwendet.

Für den geregelten Betrieb bei kleinen Drehzahlen ist ein Induktivitätsunterschied in Richtung von d- und q-Achse erforderlich. Diese Voraussetzung ist bei Servomotoren häufig anzutreffen (z.B. Größenordnung 20%).

Wird die Maschine allerdings für höhere Drehzahlen (z.B. ab 300 Hz Nennfrequenz) konstruiert, ist dieser Unterschied meist deutlich geringer. Bei den im Anhang B.7 bzw. B.8 beschriebenen Maschinen ist praktisch kein Induktivitätsunterschied feststellbar. Bei diesen Maschinen wird aber in der Regel im unteren Drehzahlbereich nur eine geringe Dynamik verlangt. Auf diese schnelllaufenden Maschinen wird im Kapitel 5 näher eingegangen.

Weitere Argumente für den gesteuerten Betrieb im Bereich kleiner Drehzahlen können sein:

- Eine geringe Dynamik ist für die Anwendung meist ausreichend; die durch eine Regelung ermöglichte Dynamik bietet daher keine Vorteile.
- Auf die Aufschaltung eines Testsignals kann verzichtet werden.
- Das Verfahren ist im Vergleich zur feldorientierten Regelung mit Lageschätzung über die Induktivitätsverteilung einfach (bezüglich Komplexität und Umfang des Kodes) zu implementieren.
- Da weniger Parameter (lediglich Stromregler, Rampensteilheit und Filterzeitkonstante und Verschliffzeit) eingestellt werden müssen, wird eine Inbetriebnahme des Antriebs wesentlich vereinfacht.

3.5 Verfahrenswechsel

Das Verwenden verschiedener Verfahren zum sensorlosen Betrieb bei niedrigen und höheren Drehzahlen erfordert ein geeignetes Vorgehen, um den Übergang zwischen diesen Verfahren ruckfrei zu gestalten. Dabei muss unterschieden werden, ob im unteren Drehzahlbereich eine Regelung oder eine Steuerung verwendet wird oder ob lediglich das Verfahren, über das Drehfrequenz und Transformationswinkel bestimmt werden, gewechselt wird.

Beide Möglichkeiten werden hier behandelt. Zum einen wird der Übergang vom Verfahren aus Abschnitt 3.2, welches die Asymmetrien in der Induktivitätsverteilung bewertet, auf die Lage- und Drehzahlschätzung über den Flussschätzer untersucht. Zum anderen wird auf den Wechsel zwischen gesteuertem Betrieb (Abschnitt 3.3) und Flussschätzer eingegangen.

Als Wechselbedingung für den Übergang zwischen den beiden Verfahren wird das Erreichen festgelegter Frequenzen gewählt (f_{uU}: **u**ntere **U**mschaltfrequenz, f_{oU}: **o**bere **U**mschaltfrequenz, $|f_{uU}| < |f_{oU}|$).

Für den Umschaltvorgang gibt es prinzipiell zwei verschiedene Möglichkeiten:

- Beim *harten* Umschalten erfolgt ein schlagartiger Wechsel zwischen Steuerung und Regelung bzw. ein Umschalten zwischen den über zwei verschiedene Arten ermittelten Schätzwerten für Rotorlage und -drehfrequenz. Der Wechsel erfolgt im Beschleunigungsfall, wenn die obere Grenzfrequenz erreicht ist, und beim Abbremsen, wenn die untere Grenzfrequenz erreicht ist. Hierdurch wird eine Hysterese erreicht, die ein permanentes Umschalten verhindert, wenn der Drehfrequenzsollwert nahe einer Wechselfrequenz liegt.
- Beim *weichen* Umschalten wird in einem Übergangsbereich ($|f_{uU}| < |f_{RS}| < |f_{oU}|$) ein Transformationswinkel gewählt, der über eine Funktion der geschätzten Rotorlagen aus beiden Schätzverfahren gebildet wird.

3.5.1 Wechsel zwischen Induktivitätsmessung und Flussschätzung

Sowohl die Auswertung der asymmetrischen Verteilung der Ständerinduktivität als auch der Flussschätzer liefern Schätzwerte für die Rotorlage (ε_L, ε_Ψ). Somit braucht bei einem Verfahrenswechsel lediglich zwischen den beiden Schätzwerten für die Rotorlage gewechselt zu werden. Messungen bei einem weichen und einem harten Umschalten brachten vergleichbare Ergebnisse. Da ein hartes Umschalten sich weniger rechenzeitintensiv implementieren lässt, wurde dieses im Testsystem gewählt.

Ferner müssen noch zwei weitere Punkte bei diesem Verfahrenswechsel berücksichtigt werden:

- Das Verfahren zur Rotorlageschätzung bei niedrigen Drehzahlen, die Induktivitätsbestimmung, liefert lediglich eine zweideutige Position. Beim Wechsel von hohen auf niedrige Drehzahlen muss dieses Verfahren folglich entsprechend initialisiert werden.

- Wird der Bereich, in dem die Lage über die Bestimmung der differentiellen Induktivität geschieht, schnell durchlaufen – z.B. bei einem Reversiervorgang – muss die begrenzte Dynamik dieses Verfahrens beachtet werden.

Bei der Implementierung wurde folgendes Vorgehen gewählt: Neben der oberen und der unteren Umschaltfrequenz f_{uU} und f_{oU} werden zwei weitere Umschaltfrequenzen f_{oU2} und f_{oU3} festgelegt, die z.B. bei der doppelten und dreifachen oberen Umschaltfrequenz liegen:

- Im Bereich 1, für den $|f_{RS}| < f_{uU}$ gilt, wird die verwendete Rotorlage über die Auswertung der Asymmetrie in der Induktivitätsverteilung bestimmt.

- Im Bereich 2 mit $f_{uU} \leq |f_{RS}| < f_{oU}$ wird das Verfahren weiterhin verwendet, das vor dem Eintritt in diesen Bereich benutzt wurde.

- Über die Auswertung der Induktivität kann lediglich die Lage, nicht die Orientierung des Rotorflusszeigers bestimmt werden. Bei einem Wechsel vom Bereich 2 in den Bereich 1 bei gleichzeitigem Wechsel des Schätzalgorithmus vom Flussschätzer (ε_ψ) auf die Auswertung der Asymmetrie in der Induktivitätsverteilung (ε_L) muss die „richtige“ Rotorlage übergeben werden.

- Im Bereich 3 mit $f_{oU} \leq |f_{RS}| < f_{oU2}$ erfolgt die Lageschätzung über den Flussschätzer. Trotzdem wird das Testsignal aufgeschaltet und hierüber die Rotorlage geschätzt.

- Auch im Bereich 4, $f_{oU2} \leq |f_{RS}| < f_{oU3}$, wird die Rotorlage über den Flussschätzer bestimmt. Auch hier wird das Testsignal aufgeschaltet, allerdings wird dessen Amplitude drehzahlabhängig bis auf Null (bei $\|f_{RS}\| = f_{oU3}$) reduziert. Hierdurch wird die Auswirkung auf die Drehzahlschätzung minimiert und ein permanentes Ein- und Ausschalten des Testsignals bei einer Solldrehfrequenz nahe f_{oU3} vermieden.

- Im Drehzahlbereich oberhalb f_{oU3} ist nur noch der Flussschätzer aktiv.

In Abbildung 3.10 ist dieses nochmal dargestellt.
Die Drehzahlschätzung erfolgt auch über die geschätzte Rotorlage (vgl. Kapitel 4). Hierbei wird immer die Rotorlage, die auch zur Transformation der Ströme und Spannungen verwendet wird, herangezogen.

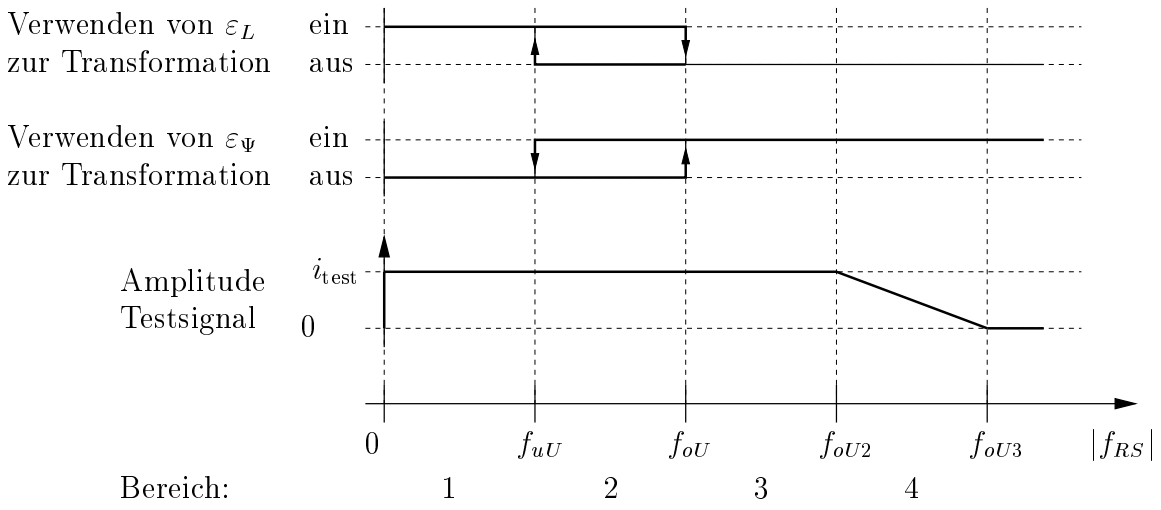

Abbildung 3.10: Drehzahlabhängige Auswahl der Schätzverfahren und der Amplitude des Testsignals

3.5.2 Wechsel zwischen gesteuertem und geregeltem Betrieb

Bei dem Übergang zwischen geregeltem und gesteuertem Betrieb bieten sich wiederum die Möglichkeiten, den Transformationswinkel weich oder hart umzuschalten.

Wechsel zwischen gesteuertem und geregeltem Betrieb durch weiches Umschalten

Beim weichen Umschalten wird der Transformationswinkel im Übergangsbereich als Funktion (eine drehzahlabhängige lineare Gewichtung der einzelnen Rotorlagen) der geschätzten Rotorlage und der Solllage des Stromzeigers entsprechend Gln. 3.19 gebildet:

$$\varepsilon_{\text{trans}} = \frac{\varepsilon_\Psi(f_{RS} - f_{uU}) + \eta_{\text{IS}}(f_{oU} - f_{RS})}{(f_{oU} - f_{uU})} \tag{3.19}$$

Soll der Sollwert der drehmomentbildenden Komponente des Stromzeigers, i^*_{Sq}, beim Übergang vom gesteuerten auf den geregelten Betrieb konstant gehalten werden, muss die Zeigerlänge entsprechend verkürzt werden:

$$\hat{i}_{S,\text{trans}} = \frac{i^*_{Sq}}{\cos(\tilde{\varepsilon}_{RS} - \varepsilon_{\text{trans}})} \tag{3.20}$$

Die Übergangsverhältnisse sind in Abbildung 3.11 angegeben. Anschaulich wird der Stromzeiger für den Übergangsbereich $\underline{i}_{S,\text{trans}}$ entlang der gestrichelten Linie zwischen den Stromzeigern für den geregelten Betrieb $\underline{i}_S = i_{Sq}$ und den gesteuerten Betrieb $\underline{i}_S = i_{Sy}$ geführt.

Wird die obere Grenzfrequenz erreicht, wird der Drehzahlregler entsprechend Gln. 3.20 mit

$$i^*_{Sq} = i_{Sy}\cos(\tilde{\varepsilon}_{RS} - \eta_{\text{IS}}) \tag{3.21}$$

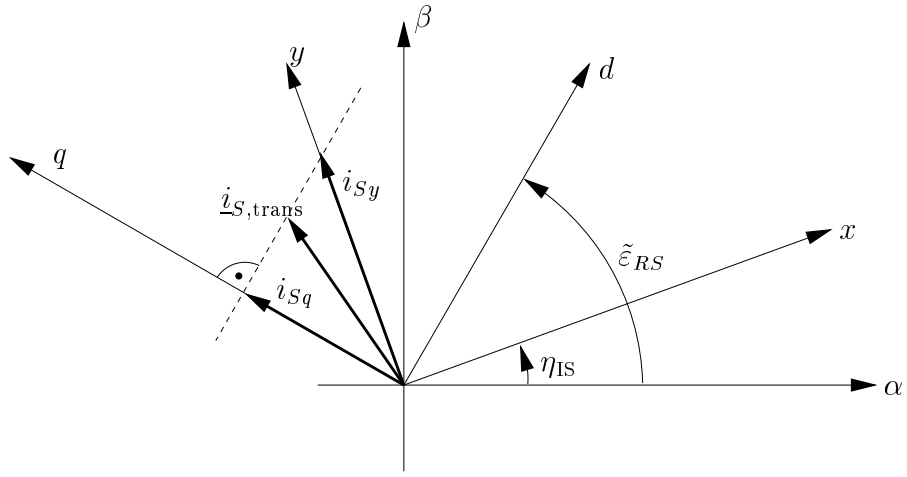

Abbildung 3.11: Stromzeiger im gesteuerten und geregelten Betrieb bei gleicher drehmomentbildenden Komponente zur Bestimmung der Übergangsbedingungen

initialisiert.

Beim Abbremsen wird die Komponente i^*_{Sq} im Übergangsbereich zu Beginn identisch dem letzten Sollwert für den q-Strom[9] gewählt und dann entsprechend Gleichung 3.20 auf den Sollwert für den gesteuerten Bereich erhöht.

Nachteilhaft an diesem Vorgehen ist, dass hierbei auf Laständerungen nicht reagiert werden kann, da das Solldrehmoment im Übergangsbereich fest vorgegeben wird. Dieses wirkt sich im insbesonderen dann negativ aus, wenn die Sollfrequenz im Bereich der Umschaltfrequenz liegt.

Anhand der in Abbildung 3.12 angegebenen Messung werden die Verhältnisse beim weichen Übergang vom gesteuerten zum geregelten Betrieb nochmals verdeutlicht:
Die im Anhang B.1 genannte Maschine wurde hier unter einer Last von 2 Nm aus dem Stand heraus beschleunigt. Die Maschine läuft sensorlos drehzahlgeregelt, die Messwerte von Rotorlage und Drehzahl wurden zur Bewertung der Schätzwerte mit aufgezeichnet. Als untere Grenze zum Beginn des Übergangsbereichs wurde hier eine Frequenz von 4 Hz gewählt, als obere Grenze zum Verlassen des Übergangsbereichs 8 Hz. Der Flussschätzer wird in allen Drehzahlbereichen mitgerechnet. Die Korrektur der geschätzten Rotorlage entsprechend Gleichung 3.8 erfolgt unterhalb von 8 Hz mit der gesteuerten Stromzeigerfrequenz.

Im Teil a) der Abbildung 3.12 erkennt man die Stromkomponente i_{Sq} für $t < 0$ bzw. i_{Sy} für $t > 0$. Zu Beginn, im gesteuerten Betrieb, wird der Strom auf den Sollstrom für den gesteuerten Bereich (3,1 A) geregelt. Mit Beginn des Übergangsbereichs wird die Stromzeigerlänge entsprechend Gleichung 3.20 bis auf 2 A verringert. Nach dem Wechsel in den geregelten Betrieb zum Zeitpunkt t=0 wird die Maschine mit Nennstrom (Vorgabe durch den Drehzahlregler) beschleunigt.

[9] bzw. gefilterter Sollwert oder als Mittelwert der letzten Sollwerte

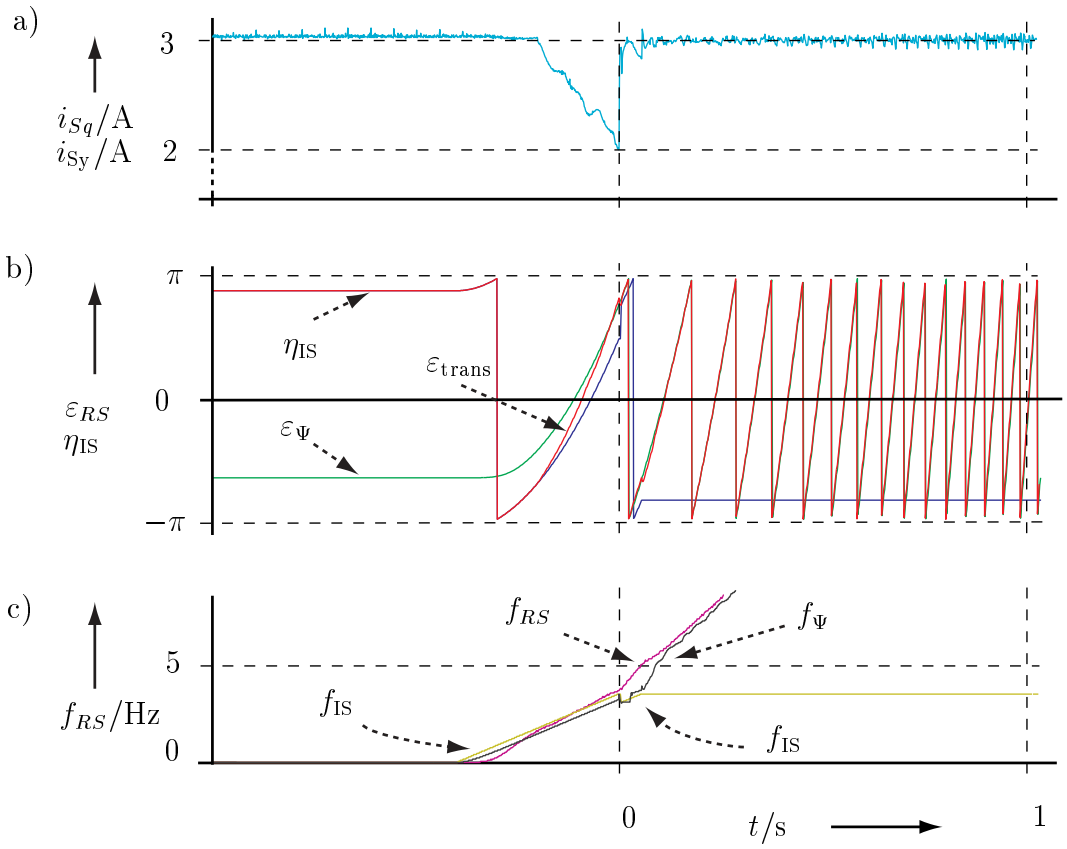

Abbildung 3.12: Wechsel vom gesteuerten auf den geregelten Betrieb, weicher Übergang: drehmomentbildender Strom (a), verwendete Rotorlagen bzw. Transformationswinkel (b) sowie gemessene und und bestimmte Rotorfrequenz (c).

Im Teil b) der Abbildung sind die Lage des Stromzeigers im gesteuerten Betrieb (η_{IS}), die geschätzte Rotorlage (ε_{Ψ}) und der verwendete Transformationswinkel (ε_{trans}) angegeben. Ab Beginn des Umschaltvorgangs geht der Transformationswinkel langsam von der gesteuerten Stromzeigerlage auf die geschätzte Rotorlage über.

Das Umschalten des Transformationswinkels und die Inbetriebnahme des Drehzahlreglers erfolgen nacheinander. In diesem Übergangsbereich existiert lediglich eine Drehmomentregelung. Dieses entspricht der bei kaskadierten Strukturen typischen „von innen nach außen" erfolgenden Inbetriebnahme von Reglern. Ist dieses abgeschlossen, wird die gesteuerte Stromzeigerlage η_{IS} nicht weiter aktualisiert.

Im unteren Teil der Abbildung sind die gemessene und die geschätzte Rotorfrequenz sowie die Frequenz des gesteuerten Stromzeigers abgebildet. Zwischen der geschätzten Rotorfrequenz und der zur Drehzahlregelung verwendeten Frequenz f_{Ψ} liegt ein weiteres Tiefpassfilter (vergleichbar der Regelung mit Lagegeber in Abbildung 2.2). Dieses wird mit Beendigung der Drehmomentregelung mit der Umschaltfrequenz f_{og} initialisiert. Inzwischen hat sich die Rotorfrequenz um 2 Hz erhöht, das Filter muss auf diese neue Frequenz erst einschwingen.

Wird im Übergangsbereich eine Drehzahlregelung zur Stromsollwertvorgabe verwendet, entspricht das System der sensorlosen Regelung im Drehzahlbereich oberhalb der oberen Grenzfrequenz mit lediglich dem Unterschied, dass der Strom i_{Sd} nicht zu Null geregelt wird. Die durch die Steuerung vorgegebene q-Strom-Komponente wird durch die (überlagerte) Drehzahlregelung ausgeregelt. Letztendlich wird das gleiche Verhalten wie beim harten Umschalten erreicht.

Wechsel zwischen gesteuertem und geregeltem Betrieb durch hartes Umschalten

Einfacher lässt sich ein hartes Umschalten realisieren. In Abbildung 3.11 sind die Stromzeiger für den geregelten und den gesteuerten Betrieb exemplarisch dargestellt. Die drehmomentbildende Stromkomponente (i_{Sq}) ist in beiden Fällen identisch. Anhand des durch $\underline{i}_S = i_{Sq}$ und $\underline{i}_S = i_{Sy}$ aufgespannten Dreiecks lassen sich die Randbedingungen beim Verfahrenswechsel leicht ablesen.

Beim Übergang vom gesteuerten auf den geregelten Betrieb ergeben sich hiermit folgende Aufgaben:

- Verwenden der geschätzten Rotorlage zur Transformation.
- Der Integratorinhalt des Stromreglers wird um das Verhältnis i_{Sq}/i_{Sy} verkleinert.
- Der Integrator des Drehzahlreglers[10] wird entsprechend Gln. 3.20 mit dem Wert $i_{Sy}\cos(\tilde{\varepsilon}_{RS} - \eta_{\mathrm{IS}})$ initialisiert.

Beim Abbremsen wird im Gegenzug

- der Winkel zur Transformation zu $\eta_{\mathrm{IS}} = \tilde{\varepsilon}_{RS} - \arccos(i^*_{Sq}/\hat{i}_{Sy})$ gewählt und
- der Integratorinhalt des Stromreglers um das Verhältnis i^*_{Sq}/i_{Sy} vergrößert.

Hierdurch wird sichergestellt, dass (im Falle einer korrekt geschätzten Rotorflusslage) keine Unstetigkeit im gebildeten Drehmoment entsteht.

In Abbildung 3.13 ist ein Reversiervorgang dargestellt: Zum Zeitpunkt $t = -0,2$ s ändert sich der Drehzahlsollwert. Der Strom wird auf negativen Bemessungsstrom geregelt, um eine maximale (negative) Beschleunigung zu erreichen.

Die geschätzte Drehzahl folgt aufgrund eines Filters in der Drehzahlschätzung der gemessenen Drehzahl verzögert.

Die untere Umschaltfrequenz ($f_{uU} = 1,5$ Hz) ist bei $t = -0,06$ s erreicht, und es erfolgt der Wechsel von der Drehzahlregelung zur Frequenzsteuerung mit der Frequenz f_{IS}. Der Stromzeiger besitzt implementierungsbedingt immer eine positive Länge. Daher wird der Strom in q-Richtung hier auf Nennstrom geregelt. Im Gegenzug wird die Stromzeigerlage um 180° korrigiert.

[10] bei einer Drehzahlregelung entsprechend Abschnitt 2.4

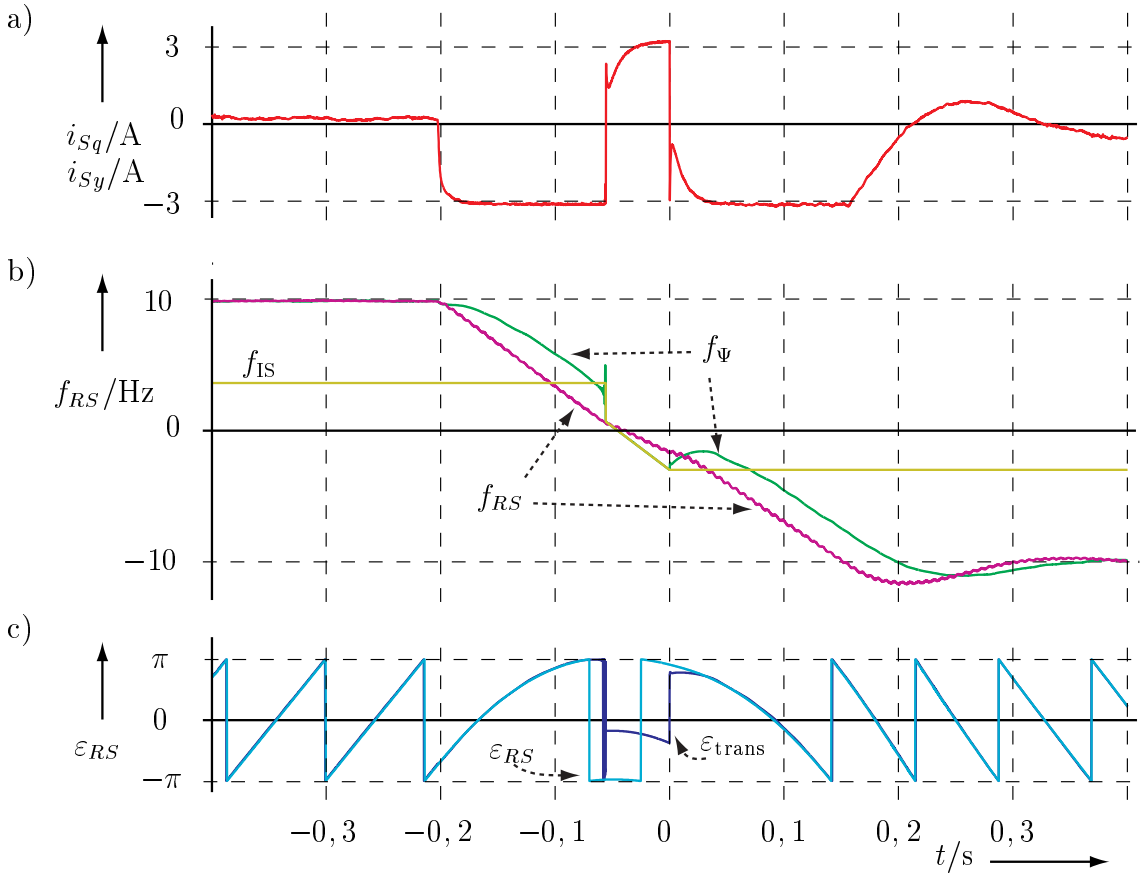

Abbildung 3.13: Reversiervorgang: Wechsel vom geregelten auf gesteuerten und wieder auf geregelten Betrieb durch hartes Umschalten: a) drehmomentbildender Strom, b) gemessene, vorgegebene und geschätzte Rotorfrequenz und c) gemessene, bestimmte und zur Transformation verwendete Rotorlage

Ferner begrenzt die Sollwertrampe der Drehzahlregelung den drehmomentbildenden Strom durch eine weitere Korrektur des Transformationswinkels um etwa 35°. (Die Stromamplitude wird auf den Nennstrom geregelt.) Hierdurch ergibt sich die erkennbare Abweichung der gemessenen (oder geschätzten) Rotorlage vom gesteuerten Transformationswinkel von etwa $\varepsilon_{\mathrm{trans}} - \varepsilon_{RS}$=180°-35°= 145°.

Bei $t = 0$ ist die obere Umschaltfrequenz ($f_{oU} = 4$ Hz) erreicht.

3.6 Initialisierung

Auf die Notwendigkeit zu Beginn die Lage der d-Achse eindeutig zu bestimmen, wurde bereits mehrfach hingewiesen. Mit Hilfe des in Abschnitt 3.2 beschriebenen Verfahrens über die Induktivitätsverteilung kann die Rotorlage nur zweideutig detektiert werden. Gefunden werden muss also die richtige Orientierung der d-Achse, was wiederum über eine Bestimmung der Ständerinduktivität möglich ist.

Ist der Stator unbestromt, so ist der Magnetisierungsstrom in d-Richtung $i_{\mu,AP,d}$ größer Null. Durch einen positiven d-Strom wird der Magnetisierungsstrom erhöht, durch einen negativen verringert. Dieses entspricht in Abbildung 2.3 einer Verschiebung des Arbeitspunkts $i_{\mu,AP}$ nach links bzw. nach rechts. Ein positiver d-Strom verringert die Induktivität ($L_{\delta,+d}$), ein negativer erhöht sie ($L_{\delta,-d}$).

Ein Strom in d-Richtung wirkt nicht drehmomentbildend. Daher kann ohne Lageänderung eine Induktivitätsbestimmung erfolgen, während ein Gleichanteil in d-Richtung aufgeschaltet ist. Eine solche Messung wird zweimal, mit unterschiedlichen Gleichanteilen durchgeführt. Hierbei bietet es sich natürlich an, diese Gleichanteile betragsmäßig gleich, allerdings mit unterschiedlichen Vorzeichen zu wählen.

In der Praxis liegt bei der Bestimmung der d-Achse natürlich ein kleiner Fehler vor; ein aufgeschalteter vermeintlicher d-Strom enthält eine, wenn auch sehr geringe, drehmomentbildende Komponente. Diese erzeugt ein Drehmoment, welches wenn die Aufschaltung entgegen der d-Richtung erfolgt und lange genug aufgeschaltet bleibt, den Rotor um eine halbe Umdrehung drehen würde. Die Aufschaltdauer darf somit nicht zu groß gewählt werden. Die genaue Abhängigkeit der Lageänderung vom Anfangsfehler, Gleichanteil des Stroms, Massenträgheit usw. ist im Anhang (A.1) angegeben.

In Abbildung 3.14 ist der d-Strom in a), die bestimmten Induktivitäten $L_{\delta S,+d}$ und $L_{\delta S,+d}$ in b) und die gemessene und bestimmte Rotorlage in c) angegeben. Die Messung wurde mit einer Testsignalfrequenz von 300 Hz durchgeführt. Anhand der ersten Messung (Δt_2) wird die d-Achse bestimmt.

Um hier ein möglichst genaues Ergebnis zu erreichen (und somit den q-Strom bei den offsetbehafteten Messungen zu minimieren), wird hier über 12 Schwingungen ausgewertet. Das Testsignal wird hier genau wie bei der Lageschätzung in alle drei Strangrichtungen gleichzeitig aufgeschaltet (vergl. Abbildung 3.5). Angegeben ist der Strom in die geschätzte d-Richtung $\tilde{\varepsilon}_{RS}$

Inklusive einer Periode zum Einschwingen wird der Gleichanteil (2 A) über jeweils 7 Perioden - 23,3 ms - aufgeschaltet. Nach Gln. (A.22) kann sich der Rotor unter den gemachten Annahmen um bis zu 15° weiterdrehen. Die gemessenen Lageänderungen bleiben allerdings aufgrund von Reibung deutlich unterhalb dieser Grenze.

Wie die Messung in Abbildung 3.14 unter Angabe der Zeitabschnitte verdeutlicht, beinhaltet die implementierte Initialisierungsprozedur die folgenden Schritte:

Im oberen Teil von Abbildung 3.14 ist der d-Strom dargestellt. Deutlich zu erkennen sind die beiden offsetbehafteten Messungen während Δt_5 und Δt_8.

Im mittleren Teil sind die gemessene und die geschätzte Lage angegeben. Die Lage ändert sich aufgrund des nicht exakten d-Stroms geringfügig. Die geschätzte Lage dagegen besitzt vorerst einen Phasenfehler von π, der allerdings nach dem Vergleich der beiden Induktivitätsmessungen korrigiert werden kann.

Im unteren Teil sind abschließend die Ergebnisse der Induktivitätsmessungen mit den unterschiedlichen Offsets angegeben. Die erste Messung liefert eine um 8% größere Induktivität, folglich ist der Magnetisierungsstrom kleiner, was wiederum auf eine Bestromung entgegen der Polradmagnetisierung schließen lässt und somit die Korrektur der geschätzten Lage im Zeitraum Δt_9 veranlasst.

Hierbei ist noch anzumerken, dass bei der angegebenen Messung an die Maschine keine

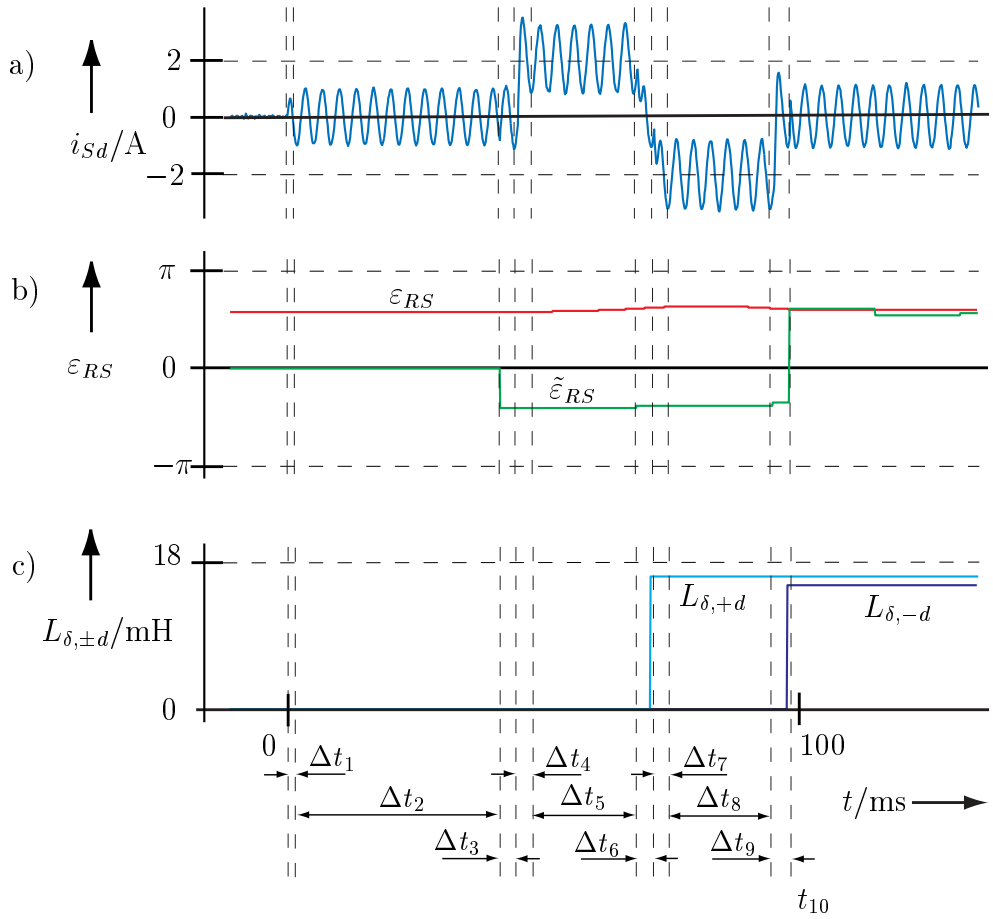

Abbildung 3.14: Bestimmung der Anfangsrotorlage unter Bewertung der sättigungsabhängigen Induktivitätsunterschiede: a) Strom in Richtung der d-Achse, b) Geschätzte und gemessene Rotorlage, c) Induktivität in ±d-Richtung

Last angekoppelt war und trotzdem nur eine geringe Lageänderung stattfand. Im Gegenzug bildet auch eine in eine beliebige Richtung blockierte Motorachse keine Einschränkung des Initialisierungsalgorithmus.

Dieser Vorteil, also die Initialisierung in einer beliebigen Rotorlage mit nur geringer Lageänderung und/oder im festgebremsten Zustand, eignet sich auch zur Initialisierung bei lediglich mit Inkrementalgebern ausgestatteten Maschinen (besonders rotierende Direktantriebe). Da Linearantriebe in Bezug auf dieses Verfahren ein ungünstiges Masse/Kraft-Verhältnis besitzen, ist dieses Verfahren typischerweise für diese Maschinen nicht geeignet.

Zeitpunkt bzw. -abschnitt	Aktion
Δt_1, Δt_4, Δt_7	Einschwingen des rotierenden Stromzeigers
Δt_2	Bestimmung der d-Achse durch Bestimmung der Induktionsverteilung
Δt_3, Δt_6	Implementierungsabhängige Wartezeit: der Einschwingvorgang in Δt_4 startet erst bei einer bestimmten Zeigerposition.
Δt_5	Bestimmung der Induktivität in d-Richtung bei aufgeschaltetem d-Strom
Δt_8	Bestimmung der Induktivität in d-Richtung bei aufgeschaltetem d-Strom mit anderem Vorzeichen
Δt_9	Vergleich der Induktivitäten $L_{\delta,+d}$ und $L_{\delta,-d}$ und gegebenenfalls Korrektur der geschätzten Lage um $+\pi$
t_{10}	Aufnahme des geregelten sensorlosen Betriebs (mit aufgeschaltetem Testsignal).

Tabelle 3.2: Übersicht über die einzelnen Zeitabschnitte während der Rotorlagedetektion

Kapitel 4

Verfahren zur Drehzahlschätzung

In diesem Kapitel werden verschiedene Verfahren zur Drehzahlschätzung vorgestellt. Die geschätzte Drehzahl wird benötigt

- zur Drehzahlregelung,
- zum drehzahlabhängigen Umschalten der Verfahren zur Rotorlageschätzung und
- zur drehzahlabhängigen Korrektur der Rotorlage (vergl. Kapitel 3.1.2).

Als Anforderungen an eine Drehzahlschätzung werden die gleichen Anforderungen wie an einen Regelkreis gestellt:

- Stabilität
- geringe stationäre Regeldifferenz (genügend stationäre Genauigkeit)
- ausreichende Dynamik

Diese Forderungen[1] werden abhängig von der Anwendung unterschiedlich gewichtet und sind in der folgenden Tabelle zusammengefasst:

Aufgabe	stationäre Genauigkeit	Dynamik
Drehzahlregelung	hoch	gering im unteren und mittel im oberen Drehzahlbereich
Verfahrenswechsel	gering	höher als für die Drehzahlregelung
Korrektur der Lageschätzung	mittel	hoch

Tabelle 4.1: Anforderungen an die Drehzahlschätzung

Auf diese Eigenschaften hin werden im Folgenden verschiedene Verfahren zur Drehzahlschätzung anhand des im Anhang B.1 beschriebenen Servomotors untersucht. Hierzu werden folgende Randbedingungen festgelegt:

[1] Im Vordergrund stehen wiederum die in Kapitel 2.1 genannten Anwendungen.

- Im unteren Drehzahlbereich wird die Rotorlage $\tilde{\varepsilon}_{RS}$ über die Auswertung der Induktivitätsunterschiede bestimmt. Die Rotorlagebestimmung erfolgt zeitdiskret in einem Zeitabstand von jeweils $2/333\,\mathrm{Hz} = 6\,\mathrm{ms}$.

- Im mittleren und oberen Drehzahlbereich (ab 8 Hz beim Beschleunigen bzw. bis 4 Hz beim Bremsen) wird der Flussschätzer mit Phasenfehlerkorrektur zur Bestimmung der Rotorlage $\tilde{\varepsilon}_{RS}$ verwendet.

- Die einzige Messgröße ist weiterhin lediglich der Strom $\underline{i}_S$.

4.1 Differenzierer

Bei bekannter Rotorlage kann man die Rotordrehfrequenz leicht über Differentiation bestimmen. Voraussetzung hierfür ist, dass die Rotorlage mit hinreichend hoher Schätzfrequenz und ausreichender Genauigkeit bestimmt wird.

Die Vorteile des Differenzierers liegen in seinem einfachen Aufbau und seiner stationären Genauigkeit. Die Lageinformation ist meist mit einer stationären und einer dynamischen Ungenauigkeit behaftet. Der stationäre Fehler – eine konstante Abweichung der geschätzten Rotorlage von wenigen Grad – wirkt sich nicht auf die geschätzte Geschwindigkeit aus.

Dynamische Fehler in der Lageschätzung dagegen – hervorgerufen beispielsweise durch den Nuteffekt oder durch numerische Ungenauigkeiten – müssen durch geeignete Filter beseitigt werden. Dieses wirkt sich allerdings auf die Dynamik des Schätzalgorithmus aus. Um den unterschiedlichen Anforderungen an die Dynamik (z.B. für die Drehzahlregelung oder den Verfahrenswechsel bei der Lageschätzung) Rechnung zu tragen, sollten hier verschiedene Zeitkonstanten in den Filtern realisiert werden. Dieses lässt sich durch zwei verschiedene Filter oder durch zwei hintereinandergeschaltete Filter realisieren. Wird die eingesetzte Filtertopologie auf $P - T_1$-Filter beschränkt[2], bietet sich das Hintereinanderschalten zweier Filter an (vergl. Wirkplan in Abbildung 4.1). Das erste Filter besitzt hierbei vorzugsweise eine hohe Durchtrittsfrequenz, der Ausgang $\tilde{\omega}'_{RS}$ ist weniger stark gefiltert als der Ausgang $\tilde{\omega}''_{RS}$ des zweiten Filters, dafür ist die Dynamik höher.

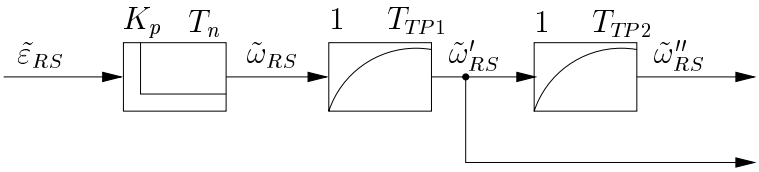

Abbildung 4.1: Wirkungsplan des implementierte Differenzierer mit zwei Filtern

Hierdurch wird eine stärkere Dämpfung hochfrequenter Lagefehler erreicht. Wird $T_{TP1} \ll T_{TP2}$ bzw. T_{TP1} im Bereich einiger Abtastperioden gewählt, ist Filterwirkung für die Dreh-

[2]Die Implementierung höherer Filterordnungen bei Festkommaarithmetik ist verhältnismäßig aufwändig; aus demselben Grund werden auch der Differenzierer und das erste Filter in der Implementation zu einem Vorhalteglied ($D - T_1$) zusammengefasst.

frequenz $\tilde{\omega}'_{RS}$ nur gering, die Dynamik wird im Bereich höherer Frequenzen begrenzt. Entsprechend Tabelle 4.1 wird $\tilde{\omega}'_{RS}$ für die Lagekorrektur und die Umschaltung zwischen den Verfahren, $\tilde{\omega}''_{RS}$ für die Drehzahlregelung verwendet.

Für eine Drehzahlschätzung mit einer über den Flussschätzer bestimmten Rotorlage ist dieses Verfahren gut geeignet und wegen seiner Einfachheit für eine Implementierung im Frequenzumrichter prädestiniert.

Ferner ist aus der Literatur ([Vas98]) noch eine weitere Möglichkeit zur Differentiation bekannt, die auch erprobt wurde, siehe [Neu01].

$$\omega_{RS,\Psi} = \frac{d}{dt}\varepsilon_{RS,\Psi} = \frac{d}{dt}\arctan\left(\frac{\Psi_{P\beta}}{\Psi_{P\alpha}}\right) = \frac{\frac{d\,\Psi_{P\beta}}{dt}\Psi_{P\alpha} - \frac{d\,\Psi_{P\alpha}}{dt}\Psi_{P\beta}}{\Psi_{P\alpha}^2 + \Psi_{P\beta}^2} \tag{4.1}$$

$$= \frac{\left(u_{S\beta} - R_S\, i_{S\beta} - L_S\frac{d\,i_{S\beta}}{dt}\right)\Psi_{P\alpha} - \left(u_{S\alpha} - R_S\, i_{S\alpha} - L_S\frac{d\,i_{S\alpha}}{dt}\right)\Psi_{P\beta}}{\Psi_P^2} \tag{4.2}$$

Die Eingangsgrößen sind hier wiederum die Sollspannung ($u^* \cong u$), die gemessenen Ströme und die Schätzwerte für den Polradfluss, sämtliche Größen in Statorkoordinaten.

Leider ist eine Entkopplung von Rotorlage- und Rotordrehzahlschätzung aufgrund der Verkopplung durch den Rotorfluss in beiden Fällen nicht gegeben. Auch eine Differentiation (des Stromes oder der Rotorlage) lässt sich nicht vermeiden. Die Ergebnisse (vgl. [Neu01]) sind mit der Differentiation des über den Flussschätzer bestimmten Winkels vergleichbar, ein Messergebnis bei einer niedrigen Drehfrequenz ist in Abbildung 4.2 angegeben. Die Differentiation entsprechend Gln. 4.2 ist bezüglich der Implementierung deutlich

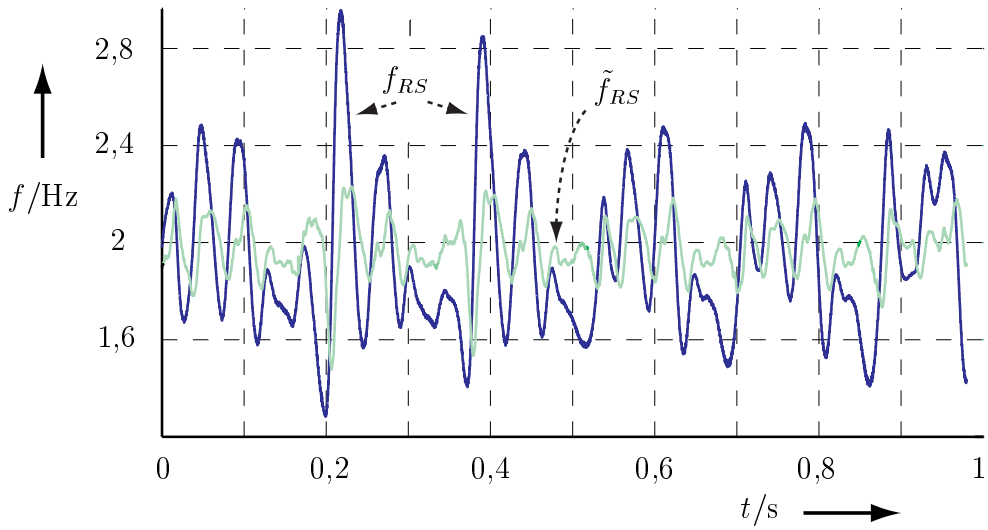

Abbildung 4.2: Drehzahlregelung mit Lageschätzung über den Flussschätzer und Differentiation der Rotorlage (über die Differentiation der Flusskomponenten) zur Drehzahlschätzung; die Sollfrequenz beträgt 2 Hz.

aufwändiger; ferner ist auch eine sehr genaue Parametrierung erforderlich. Der durch den

Flussschätzer bedingte Phasenfehler in den Komponenten des Rotorflusses wirkt sich bei Drehzahländerungen auch auf die durch analytische Differentiation bestimmte Drehzahl aus. In Kombination mit der Lageschätzung über die Induktivitätsverteilung arbeitet der Differenzierer allerdings nur in Ausnahmesituationen: Erfolgt die Lageschätzung mit 400 Hz[3], liegt auch eine neue Drehzahlinformation erst nach $2,5$ ms vor; diese Abtastrate ist für eine Drehzahlregelung allerdings deutlich zu niedrig.

Prinzipiell ist natürlich auch die Kombination von Lageschätzung über die Induktivitätsverteilung und Drehzahlschätzung über den Flussschätzer mit Differenzierer für den unteren Drehzahlbereich denkbar. Hierbei kann allerdings eine Korrektur des durch die Hochpässe erzeugten Phasenfehlers nicht angewendet werden, da die Drehrichtung nicht mit Sicherheit bekannt ist. Der (nicht korrigierte) Phasenfehler pflanzt sich im dynamischen Fall allerdings auf die geschätzte Drehzahl fort.

Die Drehzahlschätzung bei höheren Drehzahlen über die Differentiation der aus dem Flussschätzer bestimmten Lage stellt kein Problem dar: Bei jedem Abtastschritt liegt ein neu berechneter Lageschätzwert vor und eine Fehlerkompensation ist nicht mehr erforderlich.

4.2 Nachlaufsynchronisation (PLL)

In diesem Abschnitt werden zwei Verfahren vorgestellt, bei denen durch Phasennachlaufsynchronisation (Phase Locked Loop, PLL) die Rotordrehfrequenz aus der Rotorlage bestimmt wird.

Nachregelung der geschätzten Rotorlage

Die Phasennachlaufsynchronisation bestimmt vergleichbar dem Differenzierer die Rotordrehzahl aus der zeitlichen Änderung der geschätzten Rotorlage. Die Prinzip der PLL ist hier, die Ausgangsgröße auf die Eingangsgröße zu regeln. Die Eingangsgröße ist hierbei die geschätzte Rotorlage $\hat{\varepsilon}_{RS}$. Die Stellgröße ist die gesuchte Rotorfrequenz $\tilde{\omega}_{RS}$, die der Drehzahlregelung als Istwert zugeführt werden kann. In Abbildung 4.3 ist der Wirkungsplan des typischerweise verwendeten Algorithmus angegeben.

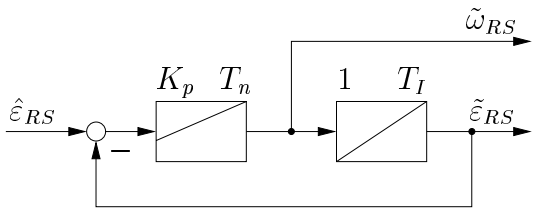

Abbildung 4.3: Wirkungsplan der Phasennachlaufsynchronisation zur Nachregelung der Rotorlage

[3] vgl. Rechenbeispiel aus Kapitel 3.2.4

Für die geschätzte Drehzahl $\tilde{\omega}_{RS}$ ergibt sich das biquadratische Übertragungsglied

$$G_\omega(s) = \frac{\tilde{\omega}_{RS}}{\hat{\varepsilon}_{RS}} = \frac{K_p T_I\, s\,(1 + T_n s)}{K_p + K_p T_n s + T_n T_I s^2}. \tag{4.3}$$

Dessen direkte Implementierung in Festkommaarithmetik ist allerdings wesentlich aufwändiger und die Parametrierung deutlich unübersichtlicher als die durch einen PI-Regler und ein Integrationsglied.

Dieses Verfahren eignet sich auch zur Filterung der Rotorlage $\tilde{\varepsilon}$. Die Übertragungsfunktion für die Rotorlage ergibt sich zu

$$G_\varepsilon(s) = \frac{\tilde{\varepsilon}_{RS}}{\hat{\varepsilon}_{RS}} = \frac{K_p\,(1 + T_n s)}{K_p + K_p T_n s + T_n T_I s^2}, \tag{4.4}$$

einem $PD - T_2$-Glied.

Bei entsprechender Parametrierung lassen sich Ergebnisse vergleichbar denen des Differenzierers erreichen.

PLL mit Phasendetektion

Zur Frequenzdetektion ist aus der Nachrichtentechnik (z.B. [Tie93]) eine weitere Variante der Phasennachlaufsynchronisation bekannt. Hierbei wird die Frequenz eines generierten Signals so geregelt, dass die Phase dieses Signals der des zu analysierenden Signals entspricht. Stimmen die Phasen der beiden Signale für eine bestimmte Zeit überein, so sind auch deren Frequenzen identisch.

Auf den Fall der Drehzahlbestimmung bezogen bedeutet dies, dass eine generierte Frequenz $\tilde{\omega}_{RS}$ so lange (durch einen PI-Regler) verändert wird, bis die Phase des daraus generierte Signal $s(t) = e^{j\,\tilde{\omega}_{RS}\,t}$ mit der über die Lageschätzung bestimmten Rotorlage $\tilde{\varepsilon}_{RS}(t)$ übereinstimmt.

Um ein schnelleres Einschwingen des Regelkreises zu erreichen, wird die geschätzte Rotorlage $\tilde{\varepsilon}_{RS}(t)$ zusätzlich mit einem Testsignal der Form $a_{\text{test}} e^{j\omega_{\text{test}} t}$ moduliert. Das Signal $s(t)$ wird durch einen numerischen Oszillator (Numeric Controled Oscillator, NCO) so geregelt, dass die Phasendifferenz zwischen dieser Schwingung und dem um die Rotorfrequenz modulierten Testsignal Null beträgt. Die Frequenz des Signals $s(t)$ entspricht im eingeschwungenem Zustand der Differenz aus Testsignalfrequenz und Rotorfrequenz. Bevor sie der Drehzahlregelung als Istwert zugeführt wird, muss sie folglich negiert und um die Testsignalfrequenz vergrößert werden.

Das Blockschaltbild dieser Schaltung ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Die Phasendetektion beruht auf einem Sinusdiskriminator, wie er z.B. in [Gar79] angegeben ist.
Allerdings konnte auch mit diesem Ansatz kein hinreichend gutes Ergebnis im unteren Drehzahlbereich erreicht werden. Vergleichbar dem Differenzierer besteht auch hier das Problem, dass die zeitlichen Abstände zwischen den Lageschätzwerten zu groß sind, um hieraus die Rotorfrequenz zu bestimmen.

Liegt allerdings bei jedem Abtastschritt ein neuer Lageschätzwert vor, sind auch hier die 04.12.2005 14:20isse (vergleichbar dem Differenzierer) gut.

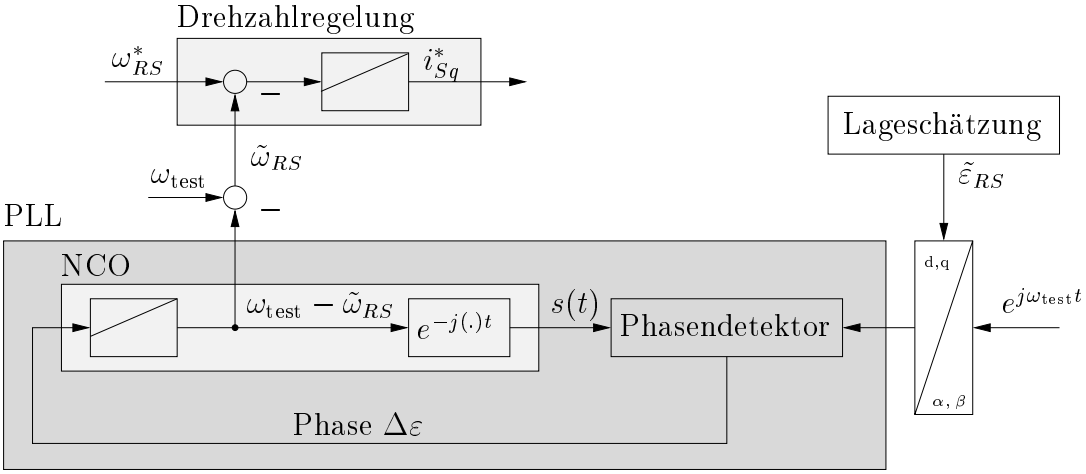

Abbildung 4.4: Wirkungsplan zur Drehzahlschätzung über Phasennachlaufsynchronisation

4.3 Beobachter

Die bisherigen Verfahren bestimmen die Rotorfrequenz lediglich aus der Änderung der geschätzten Rotorlage gegenüber der Zeit. Die vorangegangenen Untersuchungen zeigen, dass dieses Vorgehen im unteren Drehzahlbereich in Kombination mit der Rotorlagebestimmung über die Induktivitätsverteilung nicht anwendbar ist.

Für diesen Bereich wird im Folgenden der Einsatz eines Luenberger-Beobachters diskutiert, der bei der Bestimmung der Rotorfrequenz auf den Statorstrom als weitere Messgröße zurückgreift.

4.3.1 Beobachterstruktur

Der Luenberger-Beobachter setzt ein lineares System voraus. Das Maschinenmodell wird daher in $d, q-$Koordinaten gewählt. Hierdurch ergibt sich ein Fehler in der Messgröße, dem Strom $\underline{i}_S$, der mit einer fehlerbehafteten Rotorlage transformiert wird. Wie am Zahlenbeispiel aus Abschnitt 3.2.4 erläutert, beträgt dieser Fehler im stationären Fall allerdings weniger als 2%.

Die prinzipielle Struktur eines Luenberger-Beobachters ist in Abbildung 4.5 angegeben.

Die Eingangsgröße $\underline{u}$ des Systems sind die Sollwerte der Statorspannung $\underline{u}^*_S$. Auch wenn die Erfassung der Rotorlage $\tilde{\varepsilon}_{RS}$ wesentlich langsamer als die der Ströme erfolgt, steht sie prinzipiell als Messgröße zur Verfügung. Als Zustandsgrößen werden neben den Strömen i_{Sd} und i_{Sq} das Lastmoment m_L[4] , die Drehfrequenz ω_{RS} und die Rotorlage ε_{RS} gewählt. Um ein mathematisches Modell nicht zu hoher Ordnung zu bekommen, wird die Verzögerung zwischen geschätzter Rotorlage $\tilde{\varepsilon}_{RS}$ und *echter* Rotorlage ε_{RS} vereinfacht als $P-T_1$-Glied mit der Zeitkonstanten T_ε modelliert. Zusammen mit den Gleichungen (**??**), (**??**) und (2.8) ergibt sich das in Abbildung 2.1 angegeben Modell.

[4]Das Lastmoment m_L ist die Störgröße dieses Systems. Bei der Aufnahme der Störgröße in den Zustandsvektor werden diese Beobachter auch häufiger als Störgrößenbeobachter bezeichnet.

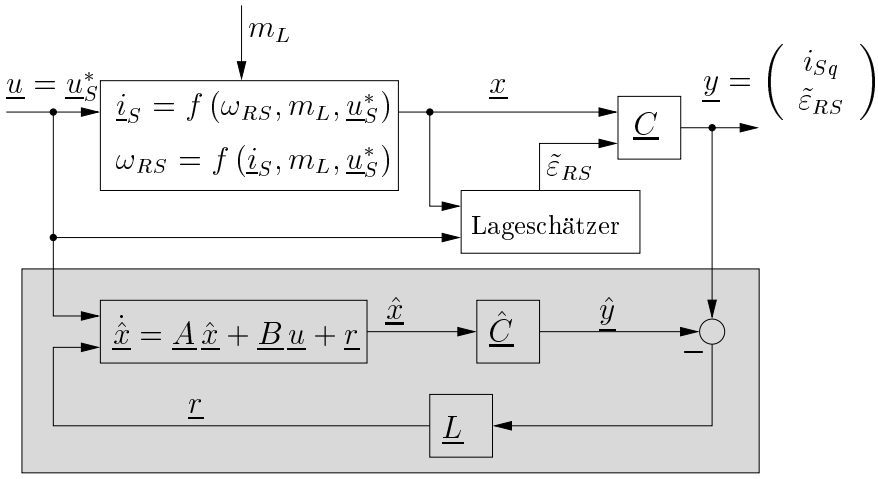

Abbildung 4.5: Prinzipielle Struktur des Luenberger-Beobachters

Das mathematische Modell des Systems, $\dot{\underline{x}} = \underline{A}\,\underline{x} + \underline{B}\,\underline{u}$, $y = \underline{C}\,\underline{x}$, bekommt damit das folgende Aussehen:

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_{Sd}} & \omega_{RS} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_{RS} & -\frac{R_S}{L_{Sq}} & \frac{-\Psi_P}{L_{Sq}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}\frac{p^2}{J}\Psi_P & 0 & -\frac{p}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_\varepsilon} & -\frac{1}{T_\varepsilon} \end{bmatrix}, \quad \underline{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{Sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{Sq}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\underline{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \underline{u} = \begin{bmatrix} u_{Sd}^* \\ u_{Sq}^* \end{bmatrix}, \quad \underline{x} = \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \\ \omega_{RS} \\ m_L \\ \varepsilon_{RS} \\ \tilde{\varepsilon}_{RS} \end{bmatrix}, \quad \underline{y} = \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \\ \tilde{\varepsilon}_{RS} \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

Nachteilig ist, dass durch das Auftauchen der Rotorfrequenz in der Systemmatrix $\underline{A}$ das System nichtlinear wird. Mit einer Beschränkung auf den unteren Drehzahlbereich kann die Drehzahl in der Systemmatrix aber zu Null gesetzt werden.[5] Damit ist der Zustand i_{Sd} vom restlichen System entkoppelt und kann daher komplett entfallen. Hierdurch

[5] Dieses entspricht der Vernachlässigung der Gegenspannung.

vereinfacht sich das Modell zu:

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_{Sq}} & \frac{-\Psi_P}{L_{Sq}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}\frac{p^2}{J}\Psi_P & 0 & -\frac{p}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_\varepsilon} & -\frac{1}{T_\varepsilon} \end{bmatrix}, \quad \underline{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{Sq}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\underline{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \underline{u} = \begin{bmatrix} u_{Sq}^* \end{bmatrix}, \quad \underline{x} = \begin{bmatrix} i_{Sq} \\ \omega_{RS} \\ m_L \\ \varepsilon_{RS} \\ \tilde{\varepsilon}_{RS} \end{bmatrix}, \quad \underline{y} = \begin{bmatrix} i_{Sq} \\ \hat{\varepsilon}_{RS} \end{bmatrix} \tag{4.6}$$

Der Beobachter wird über den Rückführvektor $\underline{r}$ geschlossen, der sich aus

$$\underline{r} = \underline{L}\,(y - \hat{y}) \tag{4.7}$$

berechnet. Ziel ist es im Folgenden, die Matrix $\underline{L}$ zu bestimmen.

4.3.2 Entwurf eines modalen Beobachters

Bei einem Entwurf eines modalen Beobachters[6] wird gezielt eine Anzahl von Eigenwerten des über die Rückführmatrix $\underline{L}$ geschlossenen Beobachters verschoben[7]. Das Verfahren ist in [Ack88] bzw.[Föl94] prinzipiell erläutert.

Um einen Beobachterentwurf mittels Eigenwertvorgabe durchführen zu können ist es erforderlich, dass die Strecke beobachtbar ist [Föl94]. Dieses ist hier der Fall, da der Rang der Beobachtbarkeitsmatrix

$$\underline{Q}_b = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{R_S}{L_{Sq}} & -\frac{\Psi_P}{L_{Sq}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_\varepsilon} & -\frac{1}{T_\varepsilon} \\ \frac{R_S^2}{L_{Sq}^2} - \frac{3}{2}\frac{p^2\Psi_P^2}{JL_{Sq}} & \frac{R_S\Psi_P}{L_{Sq}^2} & \frac{p\Psi_P}{JL_{Sq}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_\varepsilon} & 0 & -\frac{1}{T_\varepsilon^2} & \frac{1}{T_\varepsilon^2} \\ -\frac{R_S^3}{L_{Sq}^3} + 3\frac{p^2\Psi_P^2 R_S}{JL_{Sq}^2} & -\frac{\Psi_P R_S^2}{L_{Sq}^3} + \frac{3}{2}\frac{p^2\Psi_P^3}{JL_{Sq}^2} & -\frac{R_S\Psi_P}{JL_{Sq}^2} & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}\frac{p^2\Psi_P}{JT_\varepsilon} & -\frac{1}{T_\varepsilon^2} & -\frac{p}{JT_\varepsilon} & \frac{1}{T_\varepsilon^3} & -\frac{1}{T_\varepsilon^3} \\ \frac{R_S^4}{L_{Sq}^4} - \frac{3}{2}\frac{p^2R_S^2\Psi_P^2}{JL_{Sq}^3} + \frac{9}{4}\frac{p^4\Psi_P^4}{J^2L_{Sq}^2} & \frac{R_S^3\Psi_P}{L_{Sq}^4} - 3\frac{p^2R_S\Psi_P^3}{JL_{Sq}^3} & \frac{pR_S^2\Psi_P}{JL_{Sq}^3} - \frac{3}{2}\frac{p^3\Psi_P^3}{J^2L_{Sq}^3} & 0 & 0 \\ -\frac{3}{2}\frac{p^2\Psi_P}{jT_\varepsilon}\left(\frac{R_S}{L_{Sq}} + \frac{1}{T_\varepsilon}\right) & \frac{1}{T_\varepsilon^3} - \frac{3}{2}\frac{p^2\Psi_P^2}{JL_{Sq}T_\varepsilon} & \frac{1}{JT_\varepsilon^2} & -\frac{1}{T_\varepsilon^4} & \frac{1}{T_\varepsilon^4} \end{bmatrix} \tag{4.8}$$

[6] Der Name stammt von der in gleicher Weise dimensionierten modalen Regelung.

[7] Bei einem modalen Beobachterentwurf werden immer mehrere Messgrößen ausgewertet. Bei einem Entwurf bei nur einer Messgröße spricht man ebenfalls von einem Beobachterentwurf mittels Eigenwertvorgabe (nach der Formel von Ackermann), allerdings nicht mehr von einem modalen Beobachterentwurf.

Höchstrang (rang $\left\{\underline{Q}_b\right\} = \dim\left\{\underline{Q}_b\right\} = 5$) besitzt.

Die Eigenwerte der Systemmatrix $\underline{A}$ aus Gleichung 4.6 liegen bei

$$\lambda_{1,2} = 0 \tag{4.9}$$

$$\lambda_3 = -\frac{1}{T_\varepsilon} \tag{4.10}$$

$$\lambda_{4,5} = -\frac{1}{2}\frac{R_S \pm \sqrt{R_S^2 - 6L_{Sq}p^2\Psi_P^2/J}}{L_{Sq}}. \tag{4.11}$$

Die Eigenwerte β des Beobachters, also des Systems $\underline{A} - \underline{L}\,\underline{C}$, werden typischerweise links der (zumindest der dominanten) Eigenwerte λ_R des ohne Beobachter geschlossenen Kreises platziert; hierdurch wird das Verhalten des geschlossenen Kreises hinreichend schnell erfasst.

Die Eigenwerte λ_R müssen folglich nach links abgeschätzt werden.

Erfolgt die Lageschätzung über die Induktivitätsverteilung mit einem Testsignal von $f_{\text{test}} = 500$ Hz bei einer Auswertung von jeweils 2 Perioden, so wird die Ersatzzeitkonstante zu $T_\varepsilon = 4$ms gewählt. Der Eigenwert λ_3 liegt damit bei $-250\ s^{-1}$.

Für die in Anhang B.1 genannte Maschine können die Eigenwerte nach links mit $\lambda_{4,5} = -R_S/L_{Sq} = -245\,s^{-1}$ abgeschätzt werden.

Die beiden im Ursprung liegenden Eigenwerte $\lambda_{1,2}$ sind aufgrund der Tatsache, dass sie auf der imaginären Achse liegen, dominant, und werden daher verschoben. Zieleigenwert ist $\beta = -n\,R_S/L_{Sq}$, so dass über die Wahl des Faktors n eine Möglichkeit zur Adaption des Entwurfs verbleibt.

Da ein doppelter Eigenwert verschoben wird, kann die Transformation nicht in die Eigenvektorkoordinaten erfolgen. Statt dessen wird die Transformation auf die Jordansche Normalform (Modalform) verwendet. Die Rechnung hierzu wird mittels eines Mathematikalgebraprogramms (z.B Maple 7) durchgeführt.
Für die Rückführung ergibt sich

$$\underline{L} = \begin{bmatrix} n\frac{R_S}{L_{Sq}} & 0 \\ -n\frac{R_S^2\Psi_P}{L_{Sq}} & 0 \\ \frac{3}{2}\frac{n\,R_S\,p\,\Psi_P}{L_{Sq}} & 0 \\ -\frac{R_S\Psi_P}{L_{Sq}}(nR_ST_\varepsilon + L_{Sq}) & n\frac{R_S}{L_{Sq}} \\ -\frac{R_S}{\Psi_P} & n\frac{R_S}{L_{Sq}} \end{bmatrix}. \tag{4.12}$$

Das Ergebnis ist insofern unbefriedigend, da die geschätzte Rotorlage $\tilde{\varepsilon}$ <u>keinen</u> Einfluss auf die geschätzte Drehzahl ($l_{12} = l_{22} = l_{32} = 0$) hat. Das Verschieben weiterer Eigenwerte hätte lediglich eine höhere Dynamik zur Folge. Anschaulich entspricht dies dem Bemühen des Beobachters, die nicht gemessene Rotorlage ε_{RS} zu rekonstruieren. Da die echte und die geschätzte Rotorlage keinen Einfluss auf die (gesuchte) Drehfrequenz haben, kann das System in seiner Ordnung reduziert und der Beobachterentwurf vereinfacht werden, wie im nächsten Abschnitt gezeigt.

4.3.3 Beobachterentwurf nach Ackermann

Vergleichbar dem Entwurf eines modalen Beobachters (siehe Fußnote 7) werden bei einem Beobachterentwurf nach Ackermann die Eigenwerte des über die Rückführmatrix geschlossenen Systems verschoben. Dem hier vorgestellten Entwurf liegt das folgende Modell zugrunde:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{Sq} \\ \omega_{RS} \\ m_L \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_{Sq}} & \frac{-\Psi_P}{L_q} & 0 \\ \frac{3}{2}\frac{p^2}{J}\Psi_P & 0 & -\frac{p}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sq} \\ \omega_{RS} \\ m_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{Sq}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u^*_{Sq} \\
i_{Sq} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sq} \\ \omega_{RS} \\ m_L \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.13}$$

Der Rang der Beobachtbarkeitsmatrix beträgt 3, ist also mit der Dimension des Systems identisch; die über den Beobachter geschlossene Strecke ist folglich steuerbar. Die Eigenwerte der Strecke liegen wiederum bei

$$\lambda_1 = 0 \tag{4.14}$$

$$\lambda_{2,3} = \frac{1}{2}\frac{-R_S \pm \sqrt{R_S^2 - 6L_{Sq}\,p^2\,\Psi_P^2/J}}{L_{Sq}}. \tag{4.15}$$

Das charakteristische Polynom, und damit die Lage der Eigenwerte des über den Beobachter geschlossenen Systems, wird mit $f(s) = (s-\beta)^3$ vorgegeben. Als einheitlicher Zieleigenwert wird wie zuvor $\beta = -n\,R_S/L_{Sq}$ gewählt. Nach der Formel von Ackermann (z.B. [Föl94]) ergibt sich der Rückführfaktor zu:

$$\underline{L} = \begin{bmatrix} (3n-1)\frac{R_S}{L_{Sq}} \\ -3\,n^2\,R_S^2\frac{1}{\Psi_P L_{Sq}} + \frac{3}{2}p^2\frac{\Psi_P}{J} \\ -n^3\,R_S^3\frac{J}{p\,L_{Sq}^2\,\Psi_P} \end{bmatrix} \tag{4.16}$$

In den in Abbildung 4.6 angegebenen Messergebnissen erkennt man ein ausreichend schnelles Einschwingen des Beobachters bei der Drehzahlreversion von $f_{RS} = -0,5$ Hz auf 0,5 Hz. Im Fall (i) wurde der Skalierungsfaktor n zu 2 gewählt. Das Einschwingen der geschätzten Rotorfrequenz bzw. des Stroms $\tilde{f}_{RS}$ erfolgt fast ähnlich dynamisch wie im Fall (ii) mit $n = 3$, dafür beginnt die geschätzte Drehzahl weniger stark zu schwingen. Die Motorwelle wird hierbei belastet, so dass das Lastmoment drehrichtungsabhängig ist.

Die Rotorlage wird über die differentiellen Induktivitäten bestimmt.

Im Fall (i) wird das Testsignal mit einem geregelten Strom ($\hat{i}_{\text{test}} = 0{,}2$ A) erzeugt. Hierbei wird auch das Testsignal „beobachtet“, so dass in der Abbildung (i)a) der Strom „verrauscht“ aussieht.

Bei (ii) wird hingegen mit einem überlagerten Spannungszeiger ($\hat{u}_{\text{test}} = 10$ V) gearbeitet. Hierbei werden die gemessenen Ströme durch eine Bandsperre gefiltert, so dass die testsignalbedingte Welligkeit in der Abbildung 4.6 (ii) gering ist. Für den Beobachter werden die Sollspannungen vor der Testsignalaufschaltung und die Ströme nach der Filterung durch die Bandsperre verwendet.

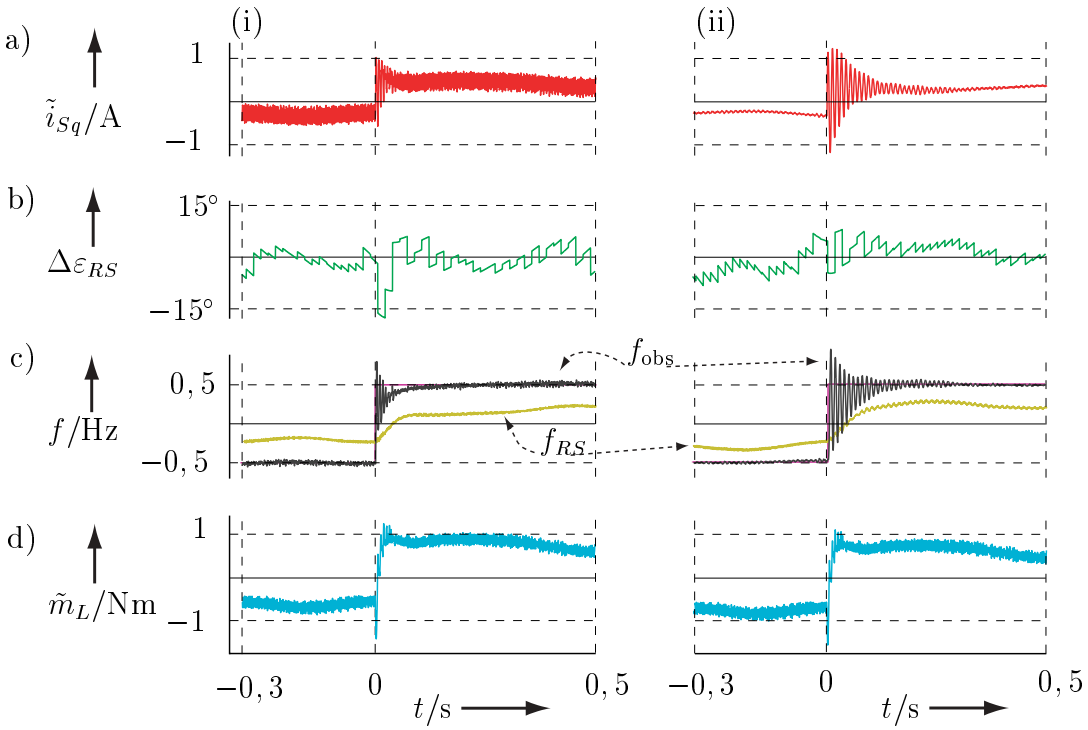

Abbildung 4.6: Reversiervorgang bei einer sensorlosen Regelung mit Drehzahlschätzung über einen Beobachter:
(i) Bei einem Beobachtereigenwert von $\beta = -2\frac{R_S}{L_{Sq}}$ und einem als Stromsollwert aufgeschalteten Testsignal; das Stromtestsignal wird hier mitbeobachtet;
(ii) Bei einem Beobachtereigenwert von $\beta = -3\frac{R_S}{L_{Sq}}$ und einem als Spannungssollwert aufgeschalteten Testsignal
Dargestellt sind (a) der beobachtete Strom, (b) der Fehler in der Lageschätzung, (c) beobachtete und gemessene Rotorfrequenz und (d) das beobachtete Lastmoment.

Die Ergebnisse aus den Teilgraphiken (i) und (ii) sind bezüglich Drehzahlgenauigkeit und Dynamik von der Art des aufgeschalteten Testsignals weitgehend unabhängig.

Der Beobachterentwurf nach Ackermann setzt allerdings eine sehr genaue Kenntnis der Maschinenparameter voraus. Bereits kleine Abweichungen in den Parametern führen dazu, dass das Verhältnis von Drehzahl und Lastmoment falsch bestimmt wird. Hinzu kommt, dass Einflüsse wie Reibung und Parameterveränderung (z.B. aufgrund von Temperaturänderung) beim Beobachterentwurf nicht berücksichtigt wurden. Die Folge ist eine stationäre Abweichung von gemessener zur über den Beobachter bestimmten Drehzahl. Dieses zeigen auch die in Abbildung 4.6 angegebenen Messergebnisse.

Im Folgenden werden daher zwei Möglichkeiten genannt, den Einsatz eines Beobachters trotz dieser stationären Ungenauigkeit zu ermöglichen.

4.3.4 Erweiterte Beobachterstruktur

Der nach Ackermann entworfene Beobachter entsprechend Kapitel 4.3.3 ist bezüglich der geschätzten Drehzahl ω_{RS} nicht stationär genau. Bei einem erweiterten Beobachterentwurf soll dieser Zustand mit der über die Differentiation der geschätzten Rotorlage bestimmten Drehfrequenz ω_δ korrigiert werden. Hierdurch wird die stationäre Ungenauigkeit der Drehzahl (langsam) eliminiert.

In Abbildung 4.7 ist das Blockschaltbild hierzu angegeben. Die Drehfrequenzdifferenz wird hier noch durch ein $P - T_1$-Glied gefiltert. Bei Drehzahländerungen wird hierdurch die Korrektur verzögert bzw. gedämpft; das dynamische Verhalten des Beobachters soll möglichst wenig beeinflusst werden.

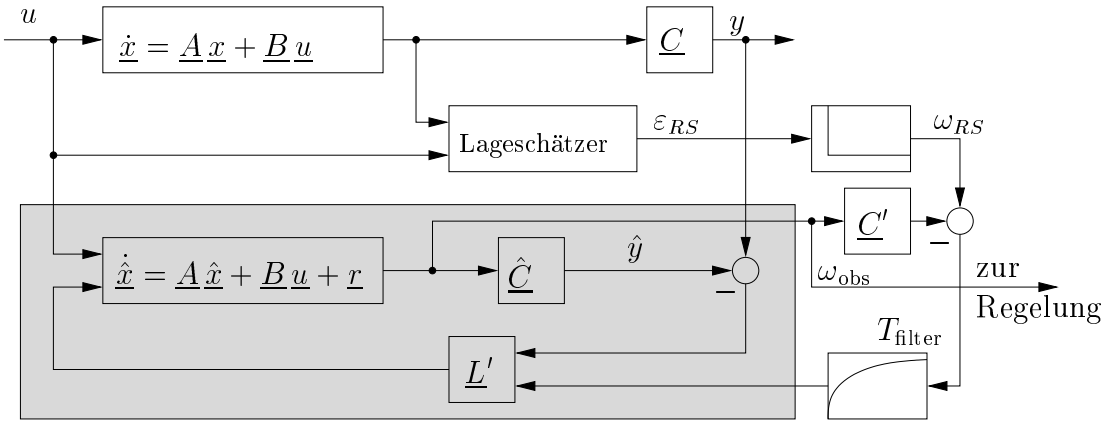

Abbildung 4.7: Erweiterte Beobachterstruktur zur Korrektur der Drehfrequenz

Die zweite Ausgangsmatrix des Beobachters besitzt die Struktur

$$\underline{C}' = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

und die Rückführmatrix $\underline{L}$ wird um eine Spalte auf

$$\underline{L}' = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 \\ l_{21} & l_{22} \\ l_{31} & 0 \end{bmatrix} \tag{4.18}$$

erweitert. Die Matrixelemente l_{11}, l_{21} und l_{31} werden wie gehabt entsprechend Gleichung 4.16 gewählt. Es verbleibt die Dimensionierung des Korrekturparameters l_{22}.

Der Einfluss dieser Korrektur sollte klein gegenüber der Rückkopplung durch den Beobachter sein. Die Eigenwerte des geschlossenen Systems $\underline{F} = \underline{A} - \underline{L}\,\underline{C}$ sind über die Polvorgabe zu $\beta = -n\,R_S/L_{Sq}$ gewählt. Somit ist eine einfache Modellierung möglich.

Wird das Tiefpassfilter entgegen der Wirkrichtung über das Summationsglied und im Beobachter über die Ausgangsmatrix verschoben, so ergibt sich das folgende Modell:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \omega_{RS} \\ \tilde{\omega}_{RS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta & 0 \\ \frac{1}{T_{\text{filter}}} & -\frac{1}{T_{\text{filter}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{RS} \\ \tilde{\omega}_{RS} \end{bmatrix} \qquad y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{RS} \\ \tilde{\omega}_{RS} \end{bmatrix} \tag{4.19}$$

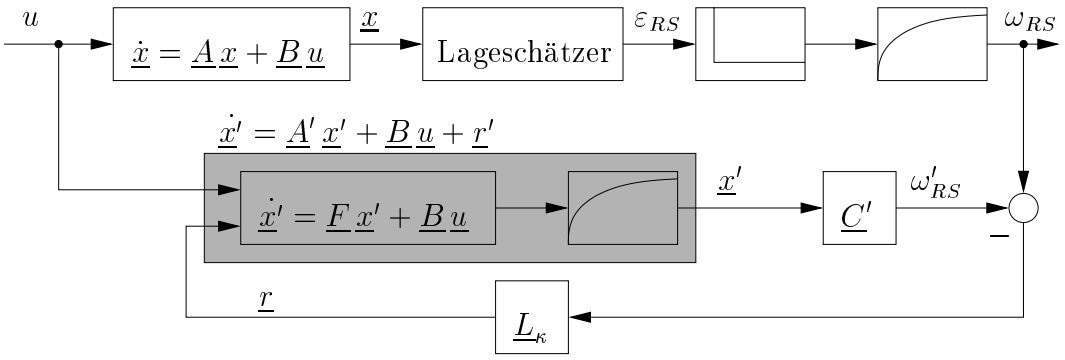

Abbildung 4.8: Erweiterte Beobachterstruktur zur Bestimmung der erweiterten Rückführmatrix $\underline{L}'$

Die Eigenwerte des über den zusätzlichen Korrekturbeobachter $\underline{L}_\kappa$ geschlossenen Systems κ werden zunächst als frei wählbare reelle Parameter κ_1 und κ_2 vorgegeben. Hieraus folgt wiederum mit der Ackermannformel die Rückführmatrix:

$$\underline{L}_\kappa = \begin{bmatrix} l_{\kappa,1} \\ l_{\kappa,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\kappa_1\kappa_2 - \kappa_1\beta - \kappa_2\beta + \beta^2)\,T \\ -\kappa_1 - \kappa_2 + \beta - \frac{1}{T_{\text{filter}}} \end{bmatrix} \tag{4.20}$$

Nun soll ja lediglich die Drehzahl im Beobachter korrigiert werden, $l_{\kappa,2}$ wird somit zu Null gesetzt. Ein Eigenwert ist frei wählbar und wird der Übersicht halber zu $\kappa_1 = \beta/m$ gewählt. Über m kann nun einfach der Korrektureigenwert verschoben werden; für die Stabilität dieser Korrektur muss m endlich und für die geforderte geringere Dynamik als im Beobachter größer Eins gewählt werden. Die Rückführmatrix ergibt sich nun zu

$$\underline{L}_\kappa = \begin{bmatrix} l_{\kappa,1} \\ l_{\kappa,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta^2 T_{\text{filter}} \frac{1}{m}\left(1 - \frac{1}{m}\right)^2 \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{4.21}$$

wobei $l_{\kappa,1}$ das gesuchte l_{22} darstellt.

Natürlich ist es auch möglich, die Differentiation und Filterung sowie die Korrektur in eine geschlossene Beobachterstruktur zu integrieren. Die zusätzlichen Eigenwerte müssen auch hierbei deutlich rechts der Beobachtereigenwerte β (aber immer noch links der imaginären Achse) platziert werden. Dieser Beobachter hätte die Ordnung 6, mit ihm sind allerdings auch deutliche Nachteile verbunden:

- Die Implementierung eines Beobachters mit höherer Systemordnung (hier größer 3) auf heutzutage in der Antriebstechnik typischen Prozessoren (16 Bit Festkommaarithmetik) ist extrem aufwändig und auch dann nur für einen kleinen Kreis verschiedener Maschinen mit ähnlichen Motordaten möglich.

- Der analytische Entwurf (modaler Beobachter) ist sehr aufwändig, da hierbei beim Verschieben des 3. und 4. Eigenwerts das über den Beobachter und Regler geschlossene System betrachtet werden muss. Dieses geschieht typischerweise numerisch.

- Die in der geschätzten Rotorlage vorhandene 6. Harmonische tritt auch in der Rotorfrequenz ω_δ auf. Die stationäre Genauigkeit der Drehzahl wird somit durch eine deutlich auftretende Oberschwingung erkauft.

Andererseits ist die hier gezeigte Struktur anschaulich. Die Dimensionierung der Rückführung wird daher wesentlich vereinfacht.

4.3.5 Kombination von Differenzierer und Beobachter

Der in der Antriebstechnik weit verbreitete PI-Regler verbindet gute dynamische Eigenschaften mit stationärer Genauigkeit. Der P-Anteil ist hierbei für die dynamischen Eigenschaften zuständig; das hierzu parallele I-Glied garantiert die stationäre Genauigkeit der Drehzahl.

Der vorgestellte Entwurf des Beobachters nach Ackermann (Kapitel 4.3.3) bestimmt die Drehfrequenz ω_{RS} mit guter Dynamik, aber mit stationärem Fehler. Der ebenfalls bereits behandelte Differenzierer (Kapitel 4.1) dagegen ist stationär genau. Wird die Rotorlage allerdings über die Auswertung der Induktivitätsunterschiede bestimmt, muss eine große Filterzeitkonstante gewählt werden. Ferner pflanzt sich die 6. Harmonische in der bestimmten Rotorlage (Nuteffekt) im unangenehmen Maße auf die bestimmte Drehzahl fort.

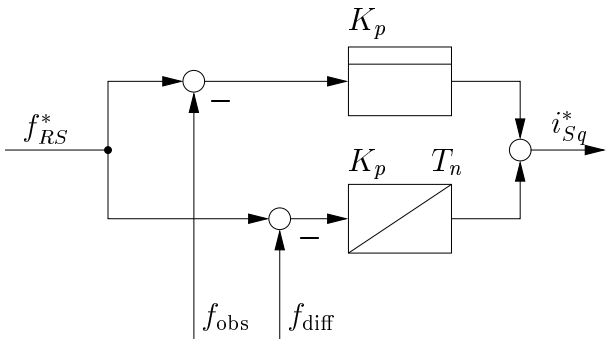

Abbildung 4.9: Wirkungsplan zum Regler mit getrennten Eingängen für die Drehzahldifferenz

Mit der in Abbildung 4.9 genannten Reglerstruktur können die Vorteile dieser beiden Verfahren zur Drehzahlschätzung verbunden werden.

Als weiterer Vorteil sei genannt, dass die Systemordnung des Beobachters lediglich drei beträgt. System-, Ein- und Ausgangsmatrix weisen überdies zahlreiche Nullen auf. Eine Implementierung außerhalb der Testumgebung ist somit denkbar.

In Abbildung 4.10 ist ein Messergebnis hierzu angegeben. Zum Zeitpunkt $t = 0$ wird die Solldrehfrequenz von $-0,5$ Hz reversiert, die Maschine wird lastfrei betrieben.

- Das 10%-Toleranzband um die Solldrehzahl wird innerhalb von 20 ms erreicht, der gesamte Einschwingvorgang ist nach 160 ms abgeschlossen.

- Die Differentiation der geschätzten Rotorlage wird nur durchgeführt, wenn ein neuer Lageschätzwert vorliegt. Die ermittelte Drehzahl wird danach über ein Halteglied

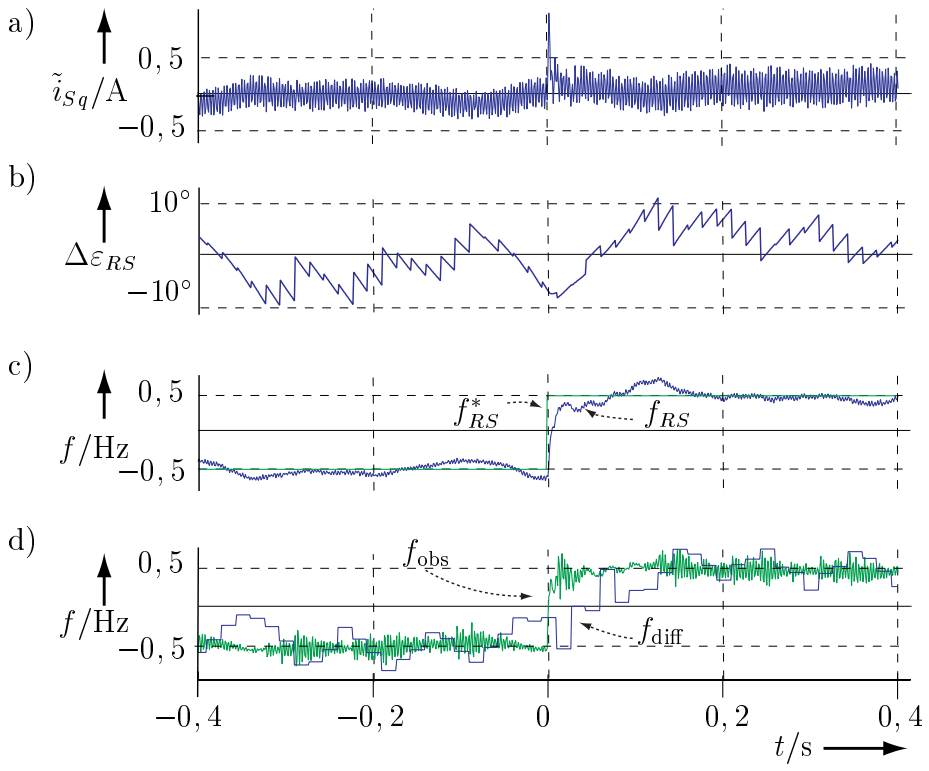

Abbildung 4.10: Reversiervorgang im lastfreien Fall bei einer Drehzahlschätzung über einen Beobachter (Entwurf nach Ackermann mit $\beta = -3\frac{R_S}{L_{Sq}}$) und einen Differenzierer.
Dargestellt sind (a) der beobachtete Strom, (b) der Fehler in der Lageschätzung, und in (c) und (d) die Rotorsollfrequenz f^*_{RS}, die gemessene Rotorfrequenz f_{RS}, die über den Beobachter f_{obs} und über den Differenzierer f_δ bestimmte Rotorfrequenz.

gehalten. Die Lageschätzung erfolgt wiederum (vgl. Messergebnis in Abbildung 3.7) mit 66 Hz. Der Einfluss des Nuteffekts ist in der über den Differenzierer bestimmten Drehzahl deutlich zu erkennen.

- Die Istdrehzahl weißt keine stationäre Abweichung zur Solldrehzahl auf.

In Abbildung 4.11 dagegen ist der Betrieb unter Nennlast dargestellt. Die Sollfrequenz ist hier zu 0,5 Hz gewählt. Der Beobachter schätzt die Drehfrequenz um über den Faktor zwei zu hoch, eine Folge des Volllastbetriebs. Der Drehzahlregelkreis ist aber stationär genau und die Istdrehfrequenz weicht von der Sollfrequenz um weniger als 0,2 Hz ab.

Bei dieser Messung sei nochmal auf die bestimmten Induktivitäten in den drei Strangachsen hingewiesen. Durch den in der q-Achse magnetisierenden Statorstrom wird das Luftspaltfeld der Maschine verstärkt und der Eisenweg stärker in die Sättigung getrieben, wodurch nicht nur die differentielle Induktivität der Querachse abgesenkt wird (von 22mH auf 20mH), sondern auch die der d-Achse (von 16mH auf 14mH). Dies korrespondiert mit

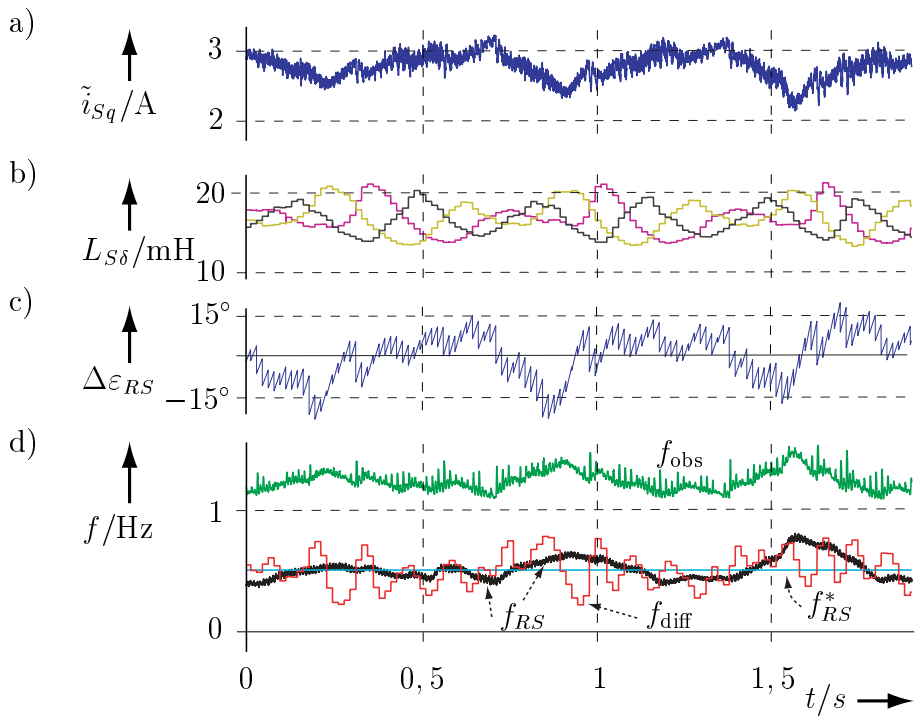

Abbildung 4.11: Stationärer Betrieb unter Volllast: Dargestellt sind (a) der beobachtete Strom, (b) die in die Strangrichtungen bestimmten Ständerinduktivitäten, (c) die Differenz der hieraus bestimmten Rotorlage zu der gemessenen Rotorlage, sowie in (d) die Rotorsollfrequenz f^*_{RS}, die gemessene Rotorfrequenz f_{RS}, die über den Beobachter (f_{obs}) und über den Differenzierer (f_{diff}) bestimmte Rotorfrequenz.

den Messergebnissen aus Abbildung 2.5. Der *relativ* kleine Unterschied zwischen Induktivitäten in den drei Strangachsen zu den Zeitpunkten $t = (0,1 + n \cdot 0,66)$ s beträgt immerhin 2 mH (=10% $\bar{L}_S$). Der Fehler in der Lageschätzung $\Delta\varepsilon_{RS}$ beträgt hier etwa 15°, was einer Erhöhung des Stromes um 3,4% und der Kupferverluste um 6,7% zur Folge hat.

4.4 Vergleich und Bewertung

In diesem Kapitel wurden verschiedene Verfahren zur Drehzahlschätzung vorgestellt. Für **höhere Drehzahlen** (über 10% Nenndrehzahl) eignen sich die vorgestellten Verfahren, die auf der Differentiation des Lagewinkels beruhen, sowie die PLL (zur Nachregelung der Rotorlage) sehr gut. Letztendlich beruhen alle diese Verfahren auf der Bestimmung der Drehfrequenz aus der zuvor bestimmten Rotorlage, so dass sie sich im Wesentlichen hinsichtlich Implementierung und Parametrierung unterscheiden.

Das Problem liegt, wie bereits bei der Lageschätzung, im Bereich **niedriger Drehzahlen**: Da die Lageschätzung hier in vergleichsweise großen (zeitlichen) Abständen stattfindet,

sind die Verfahren, die auf der Differentiation beruhen, nur bedingt einsetzbar. Als Ausnahme kann hierbei lediglich der Fall genannt werden, dass die Störgröße klein ist und daher ein Reglerentwurf mit einer großen Totzeit (Größenordnung 10 ms) in der Drehzahlrückführung durchgeführt werden darf.

Durch die Kombination von Differenzierer und Beobachter konnten im Laborbetrieb akzeptable Ergebnisse erreicht werden.

Eine Alternative stellt der gesteuerte Hochlauf dar, bei dem keine geschätzte Drehzahl benötigt wird. Hierauf wird im Kapitel 5 eingegangen.

In Tabelle 4.2 sind einige Eigenschaften der behandelten Verfahren bei niedrigen Drehzahlen gegenübergestellt.

Verfahren	Differenzierer oder PLL	Beobachter	Beobachter und Differenzierer	gesteuerter Anlauf
Aufwand der Kodes	gering	hoch	hoch	gering
Dynamik	mittel	gut	gut	schlecht bis mittel (abh. von Störgröße)
stationäre Genauigkeit	ja	nein	ja	ja
Einfluss von Parameterschwankungen	gering	hoch	gering bis mittel	gering
Bedienbarkeit	einfach	schwierig	schwierig	einfach

Tabelle 4.2: Eigenschaften der verschiedenen Verfahren zur Drehzahlschätzung bei kleinen Drehzahlen

Abhängig von der Anwendung hat jedes der hier genannten Verfahren seine Berechtigung.

Kapitel 5

Anwendung auf schnelllaufende Synchronmaschinen

Typische Anwendungen für schnelllaufende Maschinen sind z.B. Werkzeugmaschinen, Pumpen und Verdichter, Spulautomaten oder Mikrogasturbinen. Die Abgrenzung von schnelllaufenden Maschinen zu Maschinen mit Bemessungsdrehzahlen im typischen Bereich von Servoantrieben erfolgt nach [Bin02] drehzahlunabhängig: Ausschlaggebend ist die Tatsache, dass es sich bei diesen Maschinen fast ausschließlich um schnelle Direktantriebe mit geringem Drehmoment handelt, die aber aufgrund der hohen Drehzahlen eine hohe Leistung besitzen.

Für Hochdrehzahlantriebe werden meist Asynchron-Käfigläufer-Maschinen oder permanenterregte Synchronmaschinen, ggf. auch Homopolar-Synchronmaschinen und geschaltete Reluktanzmotoren eingesetzt. Sensorlos werden permanenterregte Synchronmaschinen bei hohen Drehzahlen meist über $u(f)$-Kennlinien oder mit blockförmiger Speisung der Motorstränge betrieben.

Ein bekanntes Problem ist die hohe Erwärmung des Rotors, z.B. durch Wirbelstromverluste, die bei der Speisung mit rechteckförmigen Strangströmen im Rotor auftreten. Werden Permanentmagnete auf ihre Curietemperatur erhitzt, verlieren sie irreversibel ihre magnetischen Eigenschaften. Eine ungleiche Erwärmung des Rotors und eines gegebenenfalls sogar wassergekühlten Stators kann zu Verspannungen in den Lagern führen. Auch die Erwärmung des Förderguts oder temperaturbedingte Größenänderungen bei Bohrern oder Fräsern können für den Gesamtprozess nachteilig sein.

Eine Strategie, die Rotorerwärmung zu senken, ist die sinusförmige Bestromung im Sinne einer polradorientierten Regelung der Maschine. Die Frage, welche Art der Bestromung einer geringen Rotorerwärmung am ehesten entgegenkommt, lässt sich nicht pauschal beantworten. Motorauslegung, Schaltfrequenz und Einsatzgebiet (Betrieb vorwiegend bei einer oder mehreren verschiedenen Drehzahlen, Betrieb vorwiegend im Leerlauf, unter Teil- oder unter Volllast, ...) der Maschine sind hierbei die entscheidenden Kriterien. (vgl. [Bin00a] und [Bin00b], [Dem87] ,[Lu00a] - [Lu02b])

Das Ziel, die Reduktion der Wirbelströme im Rotor, kann mechanisch durch einen geblechten Rotor erreicht werden. Aufgrund der hohen mechanischen Beanspruchung des

Rotors ist dieser Ansatz auf absehbare Zeit, wenn überhaupt, nur mit hohem finanziellen Aufwand realisierbar.

Der Großteil der z.Z. am Markt erhältlichen Drehgeber besitzt einen Einsatzbereich bis zu Drehzahlen von n = 12.000 /min, es sind aber auch Lösungen bis zu 40.000 /min verfügbar. Bei diesen für hohe Drehzahlen geeigneten Gebern handelt es sich meist um Resolver oder um auf dem magnetoresistiven Effekt beruhende Lösungen. In beiden Fällen kann beim Geber eine räumliche Trennung der rotierenden von den feststehenden Elementen von einigen Millimetern realisiert werden.

Eine andere Möglichkeit besteht darin, mit im Stator angeordneten Hall-Sensoren das Luftspaltfeld zu messen; ausgewertet wird typischerweise der Vorzeichenwechsel der detektierten Flussdichte. Um den Einfluss des Statorfeldes zu verringern, werden hierbei beispielsweise die Rotormagnete über die Abdeckung durch die Statorwicklungen hinaus verlängert und die Hallsensoren in diesem Bereich angeordnet. Soll dieses preisgünstige Verfahren für eine polradorientierte Regelung eingesetzt werden [Syt02], kann auf einen geeigneten Lageinterpolationsalgorithmus (z.B. eine PLL) nicht verzichtet werden.

In diesem Kapitel werden zwei Anwendungen aus dem Bereich Pumpen und Verdichter beschrieben, in denen eine feldorientierte Regelung implementiert wurde.

5.1 Beschreibung der Applikationen

Im ersten Anwendungsbeispiel handelt es sich um eine Flüssigkeitspumpe (f_N = 350 Hz), die im Anhang B.4 näher beschrieben ist. Bei der zweiten Anwendung werden zwei Turbomolekularpumpen (f_N = 525 Hz bzw. 1500 Hz, Anhang B.7 bzw. B.8) sensorlos betrieben.

Einsatz einer feldorientierten Regelung

Die Flüssigkeitspumpe wird bislang mit einer $u(f)$-Kennlinie betrieben. Durch den Einsatz einer feldorientierten Regelung soll neben der Rotortemperatur auch der Gesamtenergieverbrauch gesenkt und die Robustheit des Verfahrens erhöht werden. Um die Umstellung bestehender Anlagen zu vereinfachen, soll auf den Anbau und den Anschluss eines Gebers verzichtet werden. Ansonsten müsste eine Geberzuleitung über mehrere hundert Meter nachträglich in einer bestehenden Anlage verlegt werden.

Im Fall der Vakuumpumpen soll die feldorientierte Regelung bei einer bestehenden Pumpengeneration getestet werden, in der konstruktionsbedingt kein Geber vorgesehen ist. Der Pumpenmotor wird z.Z. als bürstenloser Gleichstrommotor ohne mechanischen Sensor betrieben. Von einer sinusförmigen Bestromung mit Hilfe der Raumzeigerregelung erhofft man sich eine Reduktion der Oberschwingungen im Statorstrom und hierdurch eine geringere Rotorerwärmung.

Ein zur Regelung der Maschine alternativer Einsatz der vorgestellten Verfahren kann die aus Sicherheitsgründen geforderte redundante Überwachung der Drehzahl bei schnelllaufenden Maschinen sein.

Besonderheiten der Maschinen

Neben Unterschieden im mechanischen Aufbau unterscheiden sich auch die elektrischen Parameter deutlich von denen von Servoantrieben:

- Aufgrund der hohen Drehzahlen wird im Vergleich zu Servoantrieben eine niedrige Windungszahl gewählt. Hierdurch ergibt sich eine geringe Ständerflussverkettung, wodurch der Spannungsbedarf begrenzt bleibt ($\Psi_P\,\omega < U_{ZK}/\sqrt{3}$). Aufgrund der niedrigen Windungszahl ist auch die Ständerinduktivität kleiner, als sie bei Servoantrieben typisch ist.

- Aufgrund der geringen Ständerinduktivität und des geringen Rotorflusses wird das Ständereisen kaum gesättigt; die Induktivitätsunterschiede von d- und q-Richtung sind extrem gering[1].

- Das Rastmoment ist ausgesprochen gering.

- Die Turbomolekularpumpen besitzen aufgrund der Turbinenräder bezogen auf das Bemessungsdrehmoment eine extrem hohe Massenträgheit.

- Zur Rotorlagerung werden Magnetlager oder Kugellager (Spindellager) eingesetzt. Bei Turbomolekularpumpen werden das Lastmoment und die dadurch erzeugte Dämpfung bei niedrigen Drücken extrem gering.

5.2 Implementiertes Verfahren

Bei den genannten Maschinen besteht kein messbarer ($\Delta L_{\delta S} < L_S/100$) Induktivitätsunterschied; hierauf beruhende Lageschätzverfahren können daher nicht eingesetzt werden. Auf die Problematik von rechenzeitintensiven Beobachtern weist bereits [Syt02] hin. Gewählt wird daher eine Kombination aus $i(f)$-Steuerung und Flussschätzer (vgl. [Kie03a], [Kie03b]), die in den folgenden Abschnitten beschrieben wird.

5.2.1 Ausrichtphase

Durch das Aufschalten eines konstanten Stromzeigers richtet sich der Rotor in die Richtung des Stromzeigers aus. Erfolgt die Aufschaltung sprungförmig, dann kann das Einschwingen des Polrads aufgrund der geringen Dämpfung bis zu einer Minute betragen. Um sicher zu verhindern, dass sich der Rotor zu Beginn in der instabilen Ruhelage (Bestromung des Motors in die negative d-Richtung) befindet und in dieser verharrt, erfolgt vorab eine Bestromung in der orthogonalen q-Richtung.

[1] Mit Hilfsmitteln wie Messbrücken sind die Unterschiede bei den getesteten Maschinen nicht nachweisbar.

Ausblick: Verändertes Anlaufen bzw. Inbetriebnahme bei rotierendem Rotor

Das Anlaufen einer stillstehenden Maschine nach einer Ausrichtphase genügt für den Testbetrieb, ist aber keine dauerhafte Lösung: Das Ausrichten des Rotors dauert unangenehm lange. Gerade bei Pumpenanwendungen muss es außerdem möglich sein, die Pumpe im laufenden Betrieb, d.h. während das Gas bzw. Fluid die Pumpe durchströmt und den Rotor dadurch mitlaufen lässt, zuzuschalten. Dies bedeutet, dass der Motor „aufsynchronisiert“ werden muss, also dass die Rotorlageerkennung bei rotierender und unbestromter Maschine erfolgen muss. Befindet sich die Maschine zu Beginn im Stillstand, kann eine – wenn auch mit niedriger Drehzahl stattfindende – Rotorbewegung durch das kurzzeitige Bestromen zweier Statorstränge erreicht werden.

Dieses „Aufsynchronisieren“ kann durch die Auswertung der induzierten Spannung erfolgen. Hierbei genügt es, mit Hilfe eines Komparators, die Nulldurchgänge der Spannungen festzustellen. Sind der Statorstrom und sein Beitrag zum Luftspaltfeld hinreichend klein, dann treten die Nulldurchgänge der Leiterspannung u_{ab} bei den Rotorlagen $\varepsilon_{RS} = 60°$ und $\varepsilon_{RS} = 240°$ auf. Werden mehrere Leiterspannungen ausgewertet, kann neben Rotorlage und Drehzahl auch die Drehrichtung bestimmt werden.

Eine Spannungsmessung ist bei Anwendungen mit Zwischenkreisspannungen im Schutzkleinspannungsbereich ($U_{ZK} \leq 60$ V) meist verhältnismäßig einfach realisierbar. Hierdurch wird die Lageerkennung über den Flussschätzer bei niedrigen Drehzahlen ermöglicht.

Auch für den Anlauf aus dem Stillstand bzw. aus niedrigen Geschwindigkeiten bietet sich eine einfache Möglichkeit, die Rotorlage zu bestimmen. Hierbei wird unter Verwendung der in Abbildung 5.1 dargestellten Regelung ein Stromzeiger aufgebaut.

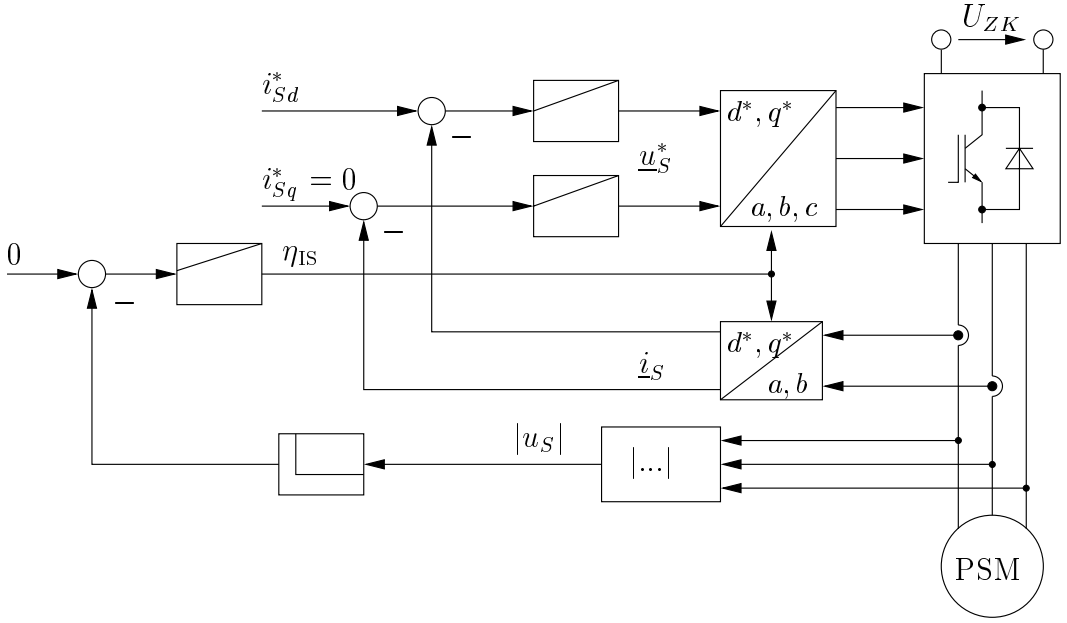

Abbildung 5.1: Zeitoptimiertes Ausrichten des Rotors über die Bewertung des Betrags des Spannungszeigers

Die Richtung des Stromzeigers η_{IS} wird über einen Regler dabei so gewählt, dass der Spannungsbedarf minimal, d.h. die Spannungsänderung zu Null wird. Der Spannungsabfall über die Induktivitäten liegt typischerweise deutlich (vergl. Anhang B.8 und B.8) unter der Gegenspannung ($\Psi_P \ll L_S i_N$), und darf daher hier vernachlässigt werden. Unter dieser Voraussetzung darf auch ein Lastdrehmoment, hervorgerufen z.B. durch ein die Pumpe durchströmendes Gas, toleriert werden.

Ist dieser Einschwingvorgang abgeschlossen, erkennbar an einer konstanten Stromzeigerlage η_{IS}, dann fließt reiner d-Strom, der Rotor steht und es gilt $\eta_{\mathrm{IS}} = \varepsilon_{RS}$.

Die Amplitude des Stromzeigers wird vorteilhaft entlang einer Rampe erhöht, für die Sollströme bedeutet dies:

$$i^*_{Sd}(t) = i_N \, t/t_{\mathrm{init}} \,, \quad i^*_{Sq}(t) = 0 \tag{5.1}$$

Dadurch wird sichergestellt, dass das Drehmoment zu Beginn dieser Initialisierung nicht zu groß ist.

5.2.2 Gesteuerter Anlauf

Nach der Ausrichtphase wird der Rotor im $i(f)$-Betrieb beschleunigt. Startposition für den Stromzeiger ist die Stromzeigerlage der Ausrichtphase. Um den Rotor möglichst wenig zum Schwingen anzuregen, wird die Stromzeigersollfrequenz f^* entsprechend Abbildung 3.8 über eine Rampe erhöht und der resultierende Wert gefiltert und verschliffen.

5.2.3 Geregelter Betrieb

Bei Erreichen einer bestimmten Drehzahl im Bereich 8..20 Hz erfolgt die Umschaltung nach dem in Kapitel 3.5.2 beschriebenem Verfahren. Im geregelten Betrieb erfolgt die Beschleunigung in den Arbeitsbereich; im Vergleich zum gesteuerten $u(f)$-Betrieb kann hierbei eine höhere Beschleunigung erreicht werden.

Gerade bei hohen Drehzahlen ist es wichtig, dass sich die für die Berechnung des Tastverhältnisses verwendeten Werte von Strom, Spannung und Transformationswinkel auf genau den selben Zeitpunkt beziehen: So ändert sich die Rotorlage während eines Abtasttakts bei der schnelleren Turbomolekularpumpe bei 16 kHz Abtastfrequenz bei der Bemessungsfrequenz von 1500 Hz um 33,75°. Daher ist neben der richtigen Synchronisierung von Spannungssoll- und Stromistwerten auf die richtige Berechnung des Transformationswinkels zu achten.

In Abbildung 5.2 sind die einzelnen Berechnungsschritte aufgeschlüsselt: In der Mitte jedes Abtasttakts (z.B. $T_{\mathrm{abt},k}$) erfolgt die Strommessung. Dieser Strom ist u.a. eine Folge des im Abtasttakt zuvor berechneten und in diesem Takt aufgeschalteten Spannungssollwerts. Aus dem Stromistwert $\underline{i}_{S,k}$ und dem Spannungssollwert $\underline{u}^*_{S,k-1}$ des vorherigen Abtasttakts wird nun im Flussschätzer der Lageschätzwert $\tilde{\varepsilon}_{RS,k}$ berechnet. In einem zweiten Schritt wird im gleichen Abtasttakt aus dieser Rotorlage $\tilde{\varepsilon}_{RS,k}$ und dem Stromistwert $\underline{i}_{S,k}$ im Stromregler der Spannungssollwert für den nächsten Abtasttakt ($\underline{u}^*_{S,k}$) berechnet. Hieraus wird das entsprechende Tastverhältnis d^*_{k+1} bestimmt, das im Folgetakt $T_{\mathrm{abt},k+1}$ verwendet wird.

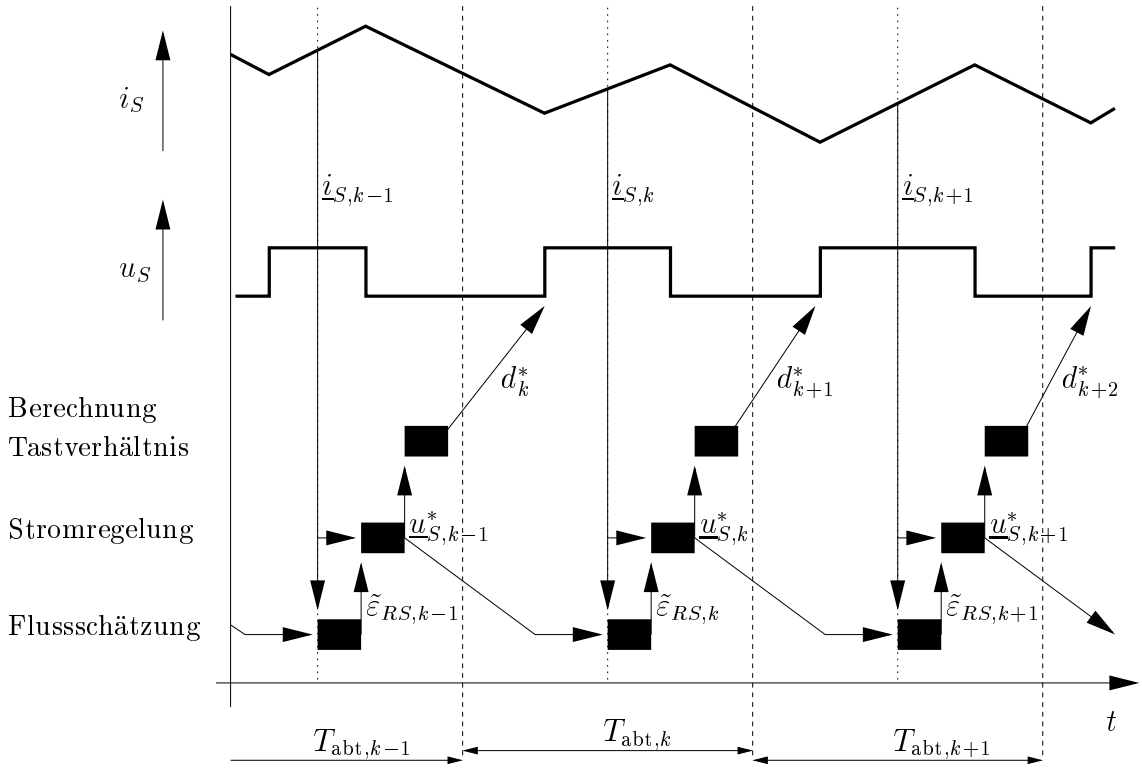

Abbildung 5.2: Zeitliche Ablauf der einzelnen Berechnungsschritte bei einem Abtasttakt von 16 kHz

Bei der Einstellung eines digitalen Stromreglers wird typischerweise der zeitliche Versatz zwischen der Festlegung eines neuen Spannungssollwertes und dem Wirksamwerden dieser Spannung durch eine Totzeit berücksichtigt.

Der für die Transformationen zwischen Rotorkoordinaten und Statorkoordinaten benötigte Lageschätzwert ist bei jeder Berechnung der Sollspannung bereits um einen Abtasttakt verzögert; dieser Winkel muss deshalb um $\Delta\varepsilon = \omega_{RS} T_{\text{abt}}$ korrigiert werden.

5.3 Einsatz von Filtern

Idealerweise ändert sich der (Strang-) Strom eines feldorientiert betriebenen Synchronantriebs im stationärem Fall sinusförmig mit der (elektrischen[2]) Drehfrequenz.

Hinzu kommen allerdings noch höherfrequente Anteile:

- Harmonische der Drehfrequenz: Diese werden z.B. durch eine nicht ideal sinusförmige Gegenspannung (als Folge der Statorwicklung) und durch die Anordnung der Magnete am Rotor bedingt.

- Die Schaltfrequenz und deren Harmonische.

[2]Im Folgenden wird der Einfachheit halber von einer zweipoligen Maschine ausgegangen.

Bei langen Motorleitungen besitzt die Motorzuleitung zudem nicht mehr zu vernachlässigende Kapazitäten, die aufgrund der kurzen Ventilschaltzeiten und hohen Spannungssteilheiten zu kurzschlussartigen Stromspitzen führen. Als Folge müsste der Umrichter entsprechend dimensioniert werden.

Schnelllaufende Antriebe besitzen eine vergleichsweise geringe Statorinduktivität; höherfrequente Anteile im Statorstrom werden daher nur im geringen Maße gedämpft. Obwohl die Amplitude dieser Stromschwingungen mit zunehmender Frequenz abnehmen führen sie trotzdem zu einer unerwünschten Erwärmung des Rotors [Bin02].

Um diese Effekte zu reduzieren, werden Drosseln[3] oder Sinusfilter[4] eingesetzt (z.B. [Mat99]). In diesem Abschnitt wird der Einsatz dieser Filter in Kombination mit einer sensorlosen Regelung diskutiert. Für die Auslegung von Filtern sei auf die entsprechende Fachliteratur (z.B.[Fri00]) verwiesen.

Einsatz von Drosseln und Filtern höherer Ordnung

Als Filter bei schnelllaufenden Maschinen sind Drosseln (L-Filter) oder so genannte Sinusfilter (LC- oder LCL-Filter) typisch.

Als Nachteile von Filtern sind deren Volumen und Gewicht, der zusätzliche Energieverbrauch, der Spannungsabfall und die Kosten zu nennen. Hinsichtlich der Kosten ist das Sinusfilter teurer als die Drossel (Größenordnung Faktor 2), wogegen die Dämpfung der Drossel (Filter 1. Ordnung) der des Sinusfilters (Filter 2. bzw. 3. Ordnung) unterlegen ist.

Lageschätzung durch den Flussschätzer beim Einsatz einer Drossel

Die im Folgenden vorgestellten Betrachtungen werden für den stationären Fall durchgeführt. Die Grenzfrequenz des Filters wird deutlich oberhalb der Motorfrequenz gewählt. Daher besitzt die Betrachtung auch eine gewisse Gültigkeit für den dynamischen Fall.

Das stationäre Ersatzschaltbild von Drossel (Eingangsspannung $\underline{u}_D$) und Synchronmaschine (Eingangsspannung $\underline{u}_S$) ist in Abbildung 5.3 angegeben. Die Rotorflusslage kann

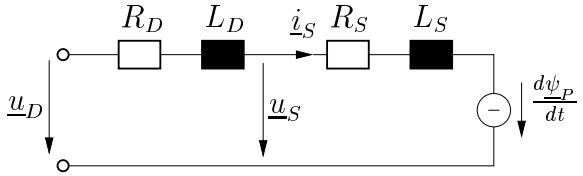

Abbildung 5.3: Ersatzschaltbild von Drossel und Synchronmaschine für stationäre Betrachtungen

ganz äquivalent zum Flussschätzer ohne Drossel in Kapitel 3.1 berechnet werden; für die Rotorlage ergibt sich dann der folgende Ausdruck:

$$\tan(\varepsilon_{\mathrm{RS}}) = \frac{\int \left(u_{D\beta} - (R_D + R_S)\, i_{S\beta}\right) dt - (L_S + L_D)\, i_{S\beta}}{\int \left(u_{D\alpha} - (R_D + R_S)\, i_{S\alpha}\right) dt - (L_S + L_D)\, i_{S\alpha}} \tag{5.2}$$

[3] In Reihe zu den Motorzuleitungen geschaltete Induktivität

[4] Filter in der Motorzuleitung, bestehend aus mindestens einer Induktivität und einer Kapazität

Der Schätzalgorithmus bleibt also beim Einsatz einer Drossel unverändert; lediglich bei der Parametrierung muss der Gesamtwiderstand bzw. die Gesamtinduktivität verwendet werden.

Dieses Vorgehen wurde an der Vergleichsmaschine mit Drossel und einer 250 m langen Anschlussleitung am Vergleichsmotor erfolgreich getestet. Die elektrischen Parameter dieser Anordnung sind im Anhang B.6 angegeben.

Lageschätzung durch den Flussschätzer beim Einsatz eines LC-Filters

Wird ein so genanntes LC-Sinusfilter betrachtet, ergibt sich das in Abbildung 5.4 angegebene Ersatzschaltbild.

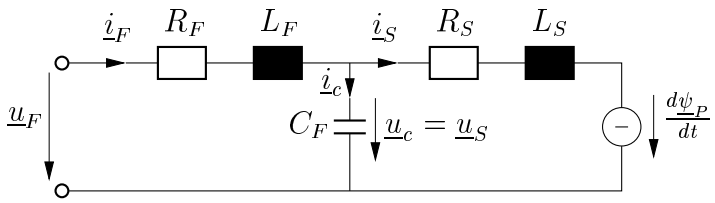

Abbildung 5.4: Ersatzschaltbild von Sinusfilter und Synchronmaschine für stationäre Betrachtungen

Aufgrund des vorausgesetzten stationären Zustands ändert sich der Rotorfluss sinusförmig. Hierdurch erhält der Flussschätzer das folgende Aussehen:

$$\varepsilon_{RS} = \angle\{\underline{\Psi}_P(t)\} = -\angle\left\{\int\int \underline{\Psi}_P(t)\ dt\, dt\right\} \tag{5.3}$$

Dieses System besitzt im Vergleich zum Einsatz einer Drossel leider eine deutlich höhere Komplexität. Ungenauigkeiten und Schwankungen in den Parametern (R_F, R_S, C_F, L_F, L_S) wirken sich in wesentlich stärkerem Maße als bei dem Einsatz einer Drossel auf die geschätzte Rotorlage aus. Der Einsatz eines rückführungsfreien Beobachters ist daher nur in Ausnahmefällen ($R_F \to 0$, $L_F \approx L_S$, $R_S =$ konst. (z.B. durch Kühlung),...) möglich.

5.4 Messergebnisse

Die in diesem Kapitel beschriebenen Verfahren wurden für die in Abschnitt 5.1 genannten Anwendungen entwickelt und auch hieran untersucht. Eine Ausnahme besteht bei der Flüssigkeitspumpe (Anhang B.4): Ein entsprechender Laststand (incl. hydraulischer Drosseln, Lasten etc.) besteht lediglich beim Auftraggeber; teilweise wurden die Untersuchungen an dem in Anhang B.5 angegebenem Motor (im Folgendem als Labormaschine bezeichnet) durchgeführt.

Sensorlose Regelung der Turbomolekularpumpen

In Abbildung 5.5 sind die Strangströme bei der sinusförmigen und blockförmigen Bestromung beim Betrieb im Bemessungspunkt[5] im Zeit- und Frequenzbereich für die Maschine aus Anhang B.8 gegenübergestellt. Die sinusförmige Bestromung erfolgt mit dem zuvor beschriebenen Verfahren mit einer feldorientierten Regelung, die auf einem modifizierten industriellen Servoverstärker (CDD 3000 der Firma LUST-Antriebstechnik mit 24 V Zwischenkreisspannung) implementiert wurde. Die Vergleichsmessung mit blockförmiger Bestromung wurde mit dem für diese Pumpe entwickelten Frequenzumrichter durchgeführt.

Eine Vorpumpe erzeugt ein Vorvakuum, die Turbomolekularpumpe selber wird drehzahlgeregelt betrieben. Eine Belastung kann durch Öffnen eines Flutungsventils stufenlos (aber nicht vollständig reproduzierbar) eingestellt werden.

Ein Vergleich der Ströme bei unterschiedlichen Belastungszuständen und Drehzahlen erlaubt eine Zuordnung der Anteile im Statorstrom:

Aus Symmetriegründen entfallen die Oberschwingungen gerader Ordnung. Die Harmonischen mit durch drei teilbarer Ordnungszahl treten wegen der fehlenden Sternpunktverbindung nicht auf. Das auffällige Auftreten weiterer Frequenzen im Bereich bis 15 kHz, also der Frequenzanteile, die nicht die Grundfrequenz oder deren 5., 7, oder 11. Harmonische darstellen, ist eine Folge von Drehzahlungenauigkeiten.

Eine deutliche Reduktion der Drehfrequenzharmonischen f_{h5}, f_{h7} und f_{h11} ist bei der sinusförmigen Bestromung in (ii) a) und c) erkennbar. Ihre Amplituden sind ebenso wie die der Grundfrequenz f_g proportional zum aufgebrachten Drehmoment. Rechnerisch beträgt die Amplitude der n. Oberschwingung bei blockförmiger Bestromung in (ii) b) und d) $f_{hn} = f_g/n$.

In beiden Fällen ist die schaltbedingte Welligkeit klar erkennbar, sowohl im Zeit- als auch im Bildbereich. Der Servoregler besitzt eine Schaltfrequenz von 16 kHz, der Frequenzumrichter eine von 20 kHz. Auffallend ist zunächst, dass die 1. Harmonische der Schaltfrequenz des Servoreglers (f^{h1}_{Schalt}) deutlich stärker ausgeprägt ist als die Schaltgrundfrequenz f_{Schalt}: Bei der blockförmigen Bestromung schaltet der Frequenzumrichter die (modulierte) Spannung zwischen den Phasen in 120°-Schritten von Phase zu Phase weiter. Geschaltet wird also immer nur in einem Strang, die Spannung ändert sich zweimal pro Modulationsintervall. Bei der sinusförmigen Bestromung dagegen wird jeweils in jedem der Stränge gleichzeitig moduliert. Die Spannung zwischen zwei Strängen ändert sich dadurch bei jedem Modulationsintervall viermal. Hieraus ergibt sich die dominierende erste Schaltfrequenzharmonische f^{h1}_{Schalt} bei der sinusförmigen Bestromung. Die Schaltfrequenz wird ferner durch die Drehfrequenz und deren Harmonische moduliert.

Zur Bewertung des Regelverhaltens der sensorlosen Regelung ist in den Abbildungen 5.6 und 5.7 der Verlauf von (Soll-) Strom in Rotorkoordinaten und Drehzahl angegeben.

Beim stationären Betrieb liegt der Mittelwert der Istdrehzahl geringfügig, aber dauerhaft unter ihrem Sollwert. Dieses ist eine Folge numerischer Ungenauigkeiten im Drehzahlregelkreis[6], die für die Applikation (mit übergeordneter Regelung) aber kein Problem darstellt.

[5] Bemessungsdrehmoment und Bemessungsdrehzahl

[6] Die Auflösung der Regeldifferenz ist begrenzt.

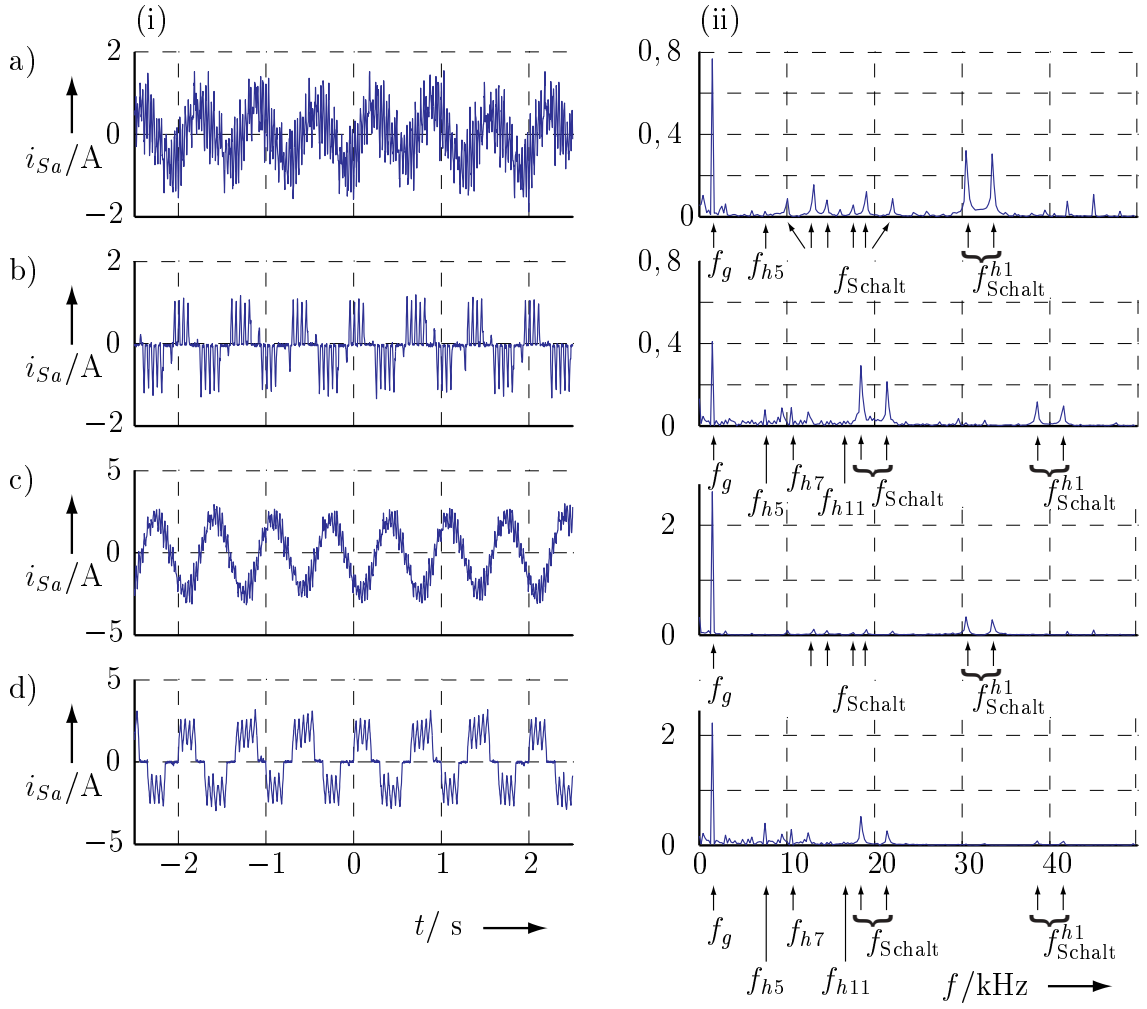

Abbildung 5.5: Stationärer Betrieb der Turbomolekularpumpe 2 bei 1500 Hz (Bemessungsfrequenz) mit geringer Last bei a) sinusförmiger und b) blockförmiger Bestromung und im Lastfall, ebenfalls mit c) sinusförmiger und d) blockförmiger Bestromung; angegeben ist der Verlauf im Zeitbereich (i) und im Frequenzbereich (ii).

Auch hier ist eine nicht unerhebliche Stromwelligkeit (aufgrund der geringen Statorinduktivität) festzustellen. Die Amplitude ist lastunabhängig und liegt in der gleichen Größenordnung wie bei der in Abbildung 5.7 angegebenen Messung. (Hier ist sie wegen der geänderten Skalierung aber kaum erkennbar.)

Das dynamische Verhalten lässt sich anhand von Abbildung 5.7 bewerten. Hier wird über das Flutungsventil zum Zeitpunkt $t = 5$ s eine Last eingestellt. Als Folge sinkt die Drehzahl ab, bis der Drehzahlregler einen entsprechenden Sollstrom i^*_{Sq} vorgibt. Aufgrund des hohen Massenträgheitsmoments und der geringen Dämpfung wird die Reglerverstärkung entsprechend niedrig gewählt (Betragsoptimum, [Föl94]). Die Gesamtdynamik des Systems ist dementsprechend gering, allerdings wird ein Pendeln um die Solldrehzahl vermie-

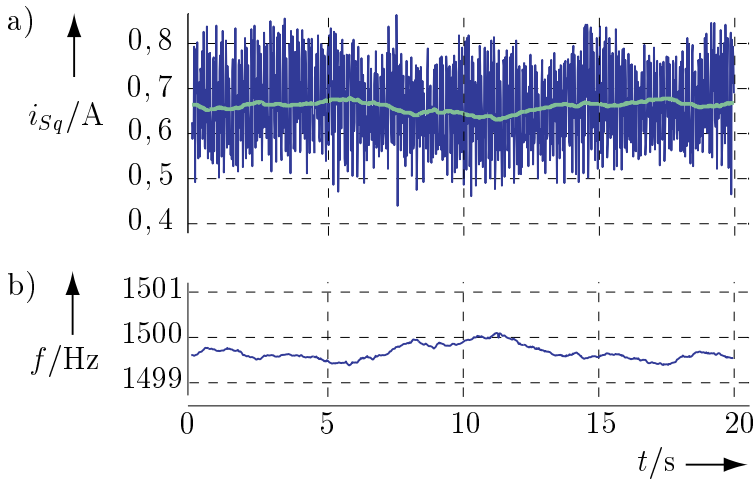

Abbildung 5.6: Stationärer Betrieb der Turbomolekularpumpe 2 bei der Bemessungsfrequenz von 1500 Hz: a) Soll- und Iststrom (i_{Sq} bzw. i^*_{Sq}); b) geschätzte Rotorfrequenz f_{RS}

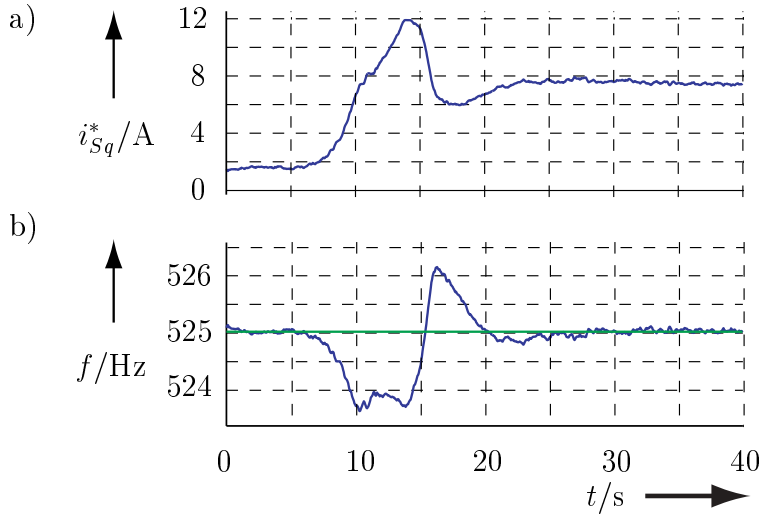

Abbildung 5.7: Lastsprung bei der Turbomolekularpumpe 1 bei Betrieb mit der Bemessungsfrequenz von 525 Hz: a) Sollstrom i^*_{Sq}; Soll- und Istrotorfrequenz (f^*_{RS} und f_{RS})

den.

Korrektur des Transformationswinkels

Die Notwendigkeit einer exakten Korrektur des berechneten Transformationswinkels wurde bereits mehrfach angesprochen. Die getroffenen Maßnahmen sollen hier anhand von Messergebnissen validiert werden.

Um neben der bereits angesprochenen Lageextrapolation aufgrund der Verzögerung

von Lageschätzung und Transformation noch weitere Effekte kompensieren zu können, soll die Rotorlage hier um den Winkel

$$\Delta\varepsilon = \varepsilon_0 + \omega_{RS}\,\kappa\,T_{\text{abt}} \tag{5.4}$$

korrigiert werden.

Um diese Gleichung parametrieren zu können, wird die Maschine drehzahlgeregelt betrieben. Weicht der Transformationswinkel von der tatsächlichen Rotorlage ab, erhöht sich die Amplitude des Stromzeigers, da neben der q-Komponente ein d-Strom eingeprägt wird[7] . Durch mehrere Effektivwertmessungen eines Strangstroms bei konstanter Last und unterschiedlich korrigierten Winkeln ergibt sich somit die Möglichkeit, die Genauigkeit des korrigierten Winkels zu bewerten.

In Abbildung 5.8 ist der Statorstrom der Labormaschine bei mehreren Drehzahlen angegeben. Bei den Messungen in Abbildung 5.8 a) erfolgt die Korrektur gemäß $\varepsilon_{\text{kor}} = \varepsilon_0$,

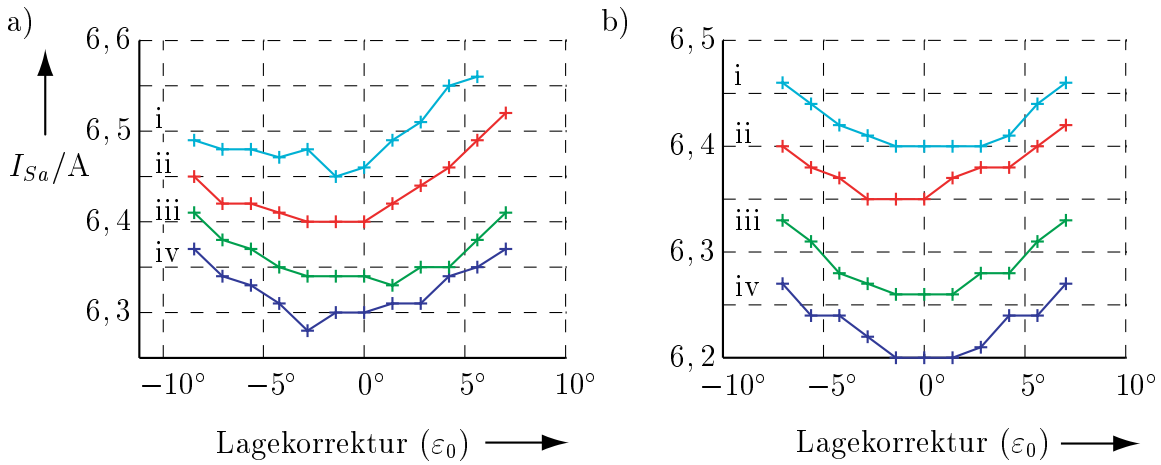

Abbildung 5.8: Statorstrom der Labormaschine bei verschiedenen Drehfrequenzen (i: 25 Hz, ii: 50 Hz, iii: 100 Hz und iv: 150 Hz) unter Last (7 Nm):
a) ohne Lagekorrektur ($\kappa = 0$ bei Korrektur entsprechend Gln. 5.4)
b) mit Defaultkorrektur ($\kappa = 1$)

dagegen wurde für die in Abbildung b) angegebenen Messungen die drehzahlabhängige Korrektur $\varepsilon_{\text{kor}} = \varepsilon_0 + \omega_{RS}T_{\text{abt}}$, d.h. eine Korrektur mit $\kappa = 1$, angewandt. Bei einer Rotorfrequenz von f_{RS} beträgt allein der drehzahlabhängige Anteil $\omega_{RS}T_{\text{abt}} = 4,5°$. Eine Minimierung des Strombedarfs durch die gewählte drehzahlabhängige Defaultkorrektur ($\kappa = 1$) bei $\varepsilon_0 = 0$ ist in Abbildung 5.8 b) klar erkennbar. Die Absolutwerte in den Abbildungen a) und b) sind aufgrund anderer thermischer Verhältnisse nicht direkt vergleichbar.

[7] Durch einen negativen d-Strom ist ein Feldschwächbetrieb möglich, der auf Kosten eines höheren Statorstroms den Spannungsbedarf der Maschine senkt. Wird die Maschine an der Spannungsgrenze betrieben besteht hierdurch (auslegungsabhängig) die Möglichkeit, die Drehzahl bzw. das Drehmoment deutlich zu erhöhen. Dieser Fall wird hier aber nicht weiter betrachtet.

Die Messung an der Flüssigkeitspumpe (Abbildung 5.9) gibt neben dem Effektivwert des Strangstroms I_{Sa} auch die aufgenommene Wirkleistung (P) und Scheinleistung (S) wieder. Es sind zwei unterschiedliche Belastungszustände angegeben .

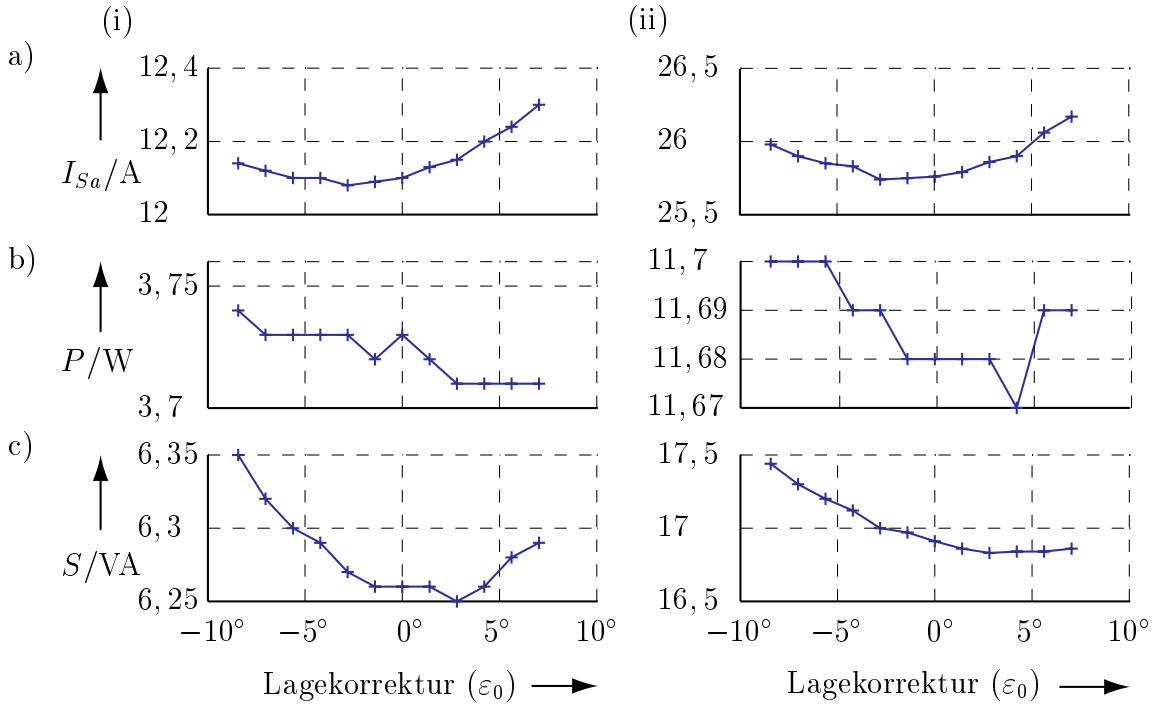

Abbildung 5.9: Statorstrom (a), Leistungs- (b) und Scheinleistungsaufnahme (c) der Flüssigkeitspumpe bei korrigiertem Transformationswinkel bei verschiedenen Drehfrequenz- und Belastungszuständen:
(i) Durchfluss 17,67 m^3/min bei $n = 3000$ U/min
(ii) Durchfluss 25 m^3/min bei $n = 4500$ U/min

- Das Minimum des **Strombedarf** ist im Fall a) nach links verschoben: Aufgrund der geringeren Pumpenleistung und des geringeren Stroms ist die Erwärmung der Maschine niedriger als im Fall höherer Drehzahlen (Fall b)). Der Statorwiderstand ist temperaturabhängig. Daher wird durch den Flussschätzer ein falscher Polradfluss $\underline{\Psi}_P$ bestimmt.

- Der **Leistungsbedarf** P ist in beiden Fällen nahezu konstant. Die gemessenen Unterschiede in der Leistungsaufnahme liegen im Auflösungsbereich des verwendeten Messgeräts.

- Der **Scheinleistungsbedarf** S ist bei höheren Drehzahlen gegenüber dem Strombedarf deutlich verschoben (eine Folge der Verkopplung von d- und q-Achse). Abhängig vom Optimierungsziel kann es sinnvoll sein, den Scheinleistungsbedarf auf Kosten eines erhöhten Statorstroms zu minimieren.

Prinzipiell führt die temperaturbedingte Änderung des Statorwiderstands bei jeder Applikation zu einer Verfälschung der bestimmten Rotorlage. Deshalb hat die Wahl des

für den Flussschätzer verwendeten Ständerwiderstands in Abhängigkeit von der Temperatur im Bemessungsbetrieb zu erfolgen. Alternativ bleibt durch eine aktive Kühlung die Statortemperatur und damit auch der Ständerwiderstand weitgehend konstant.

Bei den beiden folgenden Messungen an der Turbomolekularpumpe II wird der Lastzustand über einen veränderten Vordruck erreicht. Die Maschine läuft jeweils mit der Bemessungsdrehzahl. Für den lastfreien Fall in Abbildung 5.10 ergibt sich eine Abweichung zum a-priori berechneten Korrekturwert von etwa 4°, was einen um lediglich 0,3% erhöhten Motorstrom zur Folge hat.

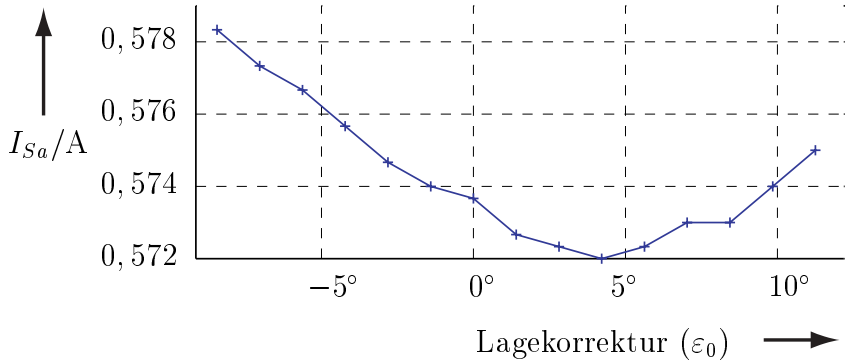

Abbildung 5.10: Stromaufnahme der Turbomolekularpumpe II im lastfreien Fall

Bei der Messung in Abbildung 5.11 erfolgt das Einstellen der Last durch Öffnen eines Ventils zwischen Vorpumpe und Turbomolekularpumpe. Hierbei stellt sich bezüglich der Stromaufnahme selbst nach mehreren Stunden kein stationärer Zustand ein. Der Druck zwischen Vor- und Turbomelekularpumpe mit einem teilweise geöffneten Ventil ist nicht konstant, so dass die Leistungs- und Stromaufnahme der drehzahlgeregelt betriebenen Turbomolekularpumpe langsam variiert.

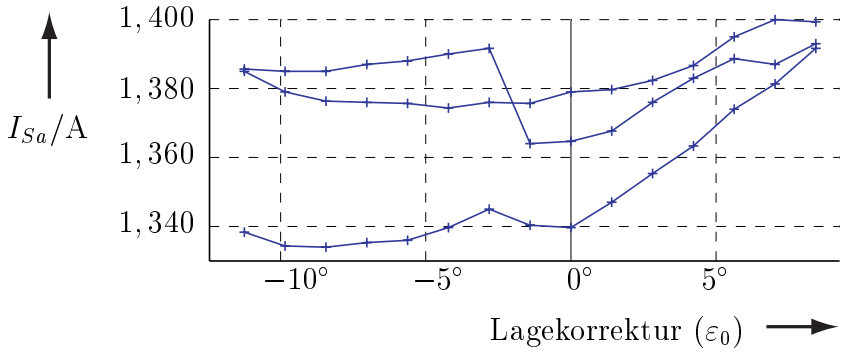

Abbildung 5.11: Stromaufnahme der Turbomolekularpumpe II unter Last

Die Änderung der Korrektur des Transformationswinkels ε_0 erfolgt bei der angegebenen Messung nach jeweils etwa einer Minute. Der relevante Bereich wurde hierbei dreimal

durchlaufen; an den Wendepunkten erfolgten zwei jeweils unabhängige Messungen. Auch hier bewährt sich die Extrapolation des Transformationswinkels.

Kapitel 6

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit liefert einen Beitrag zur feldorientierten Regelung von permanenterregten Synchronmaschinen ohne mechanischen Geber. Hierbei wurden die folgenden beiden Schwerpunkte gewählt.

- **Industrielle Eignung:** Sensorlos betriebene Maschinen sind besonders für kostengünstige Antriebsaufgaben aus dem Low-End-Bereich interessant. Hierdurch ergeben sich Forderungen nach einem einfachen Schätzalgorithmus, der möglichst ohne zusätzliche Sensorik auskommt und sich robust gegenüber temperaturbedingten oder durch Schwankungen innerhalb einer Baureihe auftretenden Parameterschwankungen verhält.

- **Schnelllaufende Maschinen:** Die Herausforderung bei mit hoher Drehzahl betriebenen Maschinen liegt in der exakten Synchronisation von Soll-, Mess- und Schätzwerten. Bereits geringe Abweichungen führen aufgrund der hohen Drehzahlen zu einer deutlichen Fehlorientierung und damit zu erhöhten Verlusten.

Die für Servoaufgaben entwickelte Lösung besteht aus einer Lageschätzung über die Auswertung der differentiellen Induktivitätsunterschiede und über den Flussschätzer. Die Lageschätzung über die Indukivitätsverteilung erfolgt langsam, aber trotzdem ausreichend schnell und genau genug, um im unteren Drehzahlbereich hiermit zuverlässig eine Drehmomentregelung zu realisieren. Der Einsatzbereich des Flussschätzers wurde durch eine geeignete Korrektur auf sehr niedrige, aber von Null verschiedene Drehzahlen erweitert. Durch die Kombination aus beiden Methoden lässt sich der gesamte Drehzahlbereich abdecken. Durch ein Verfahren zur Rotorlagedetektion im Stillstand und durch das Aufstellen der Übergangsbedingungen zwischen den beiden Schätzalgorithmen wird die Lageschätzung abgerundet.

Die Bestimmung der Drehzahl aus den Schätzwerten für die Rotorlage lässt sich mit der erforderlichen Dynamik für technisch interessante Anwendungen nur bei kontinuierlicher Lageschätzung über den Flussschätzer realisieren. Im unteren Drehzahlbereich, in dem die Bestimmung der Rotorlage aus der Asymmetrie der Induktivitätsverteilung erfolgt, wird ein Beobachter lediglich dritter Ordnung eingesetzt. Die Kombination aus dem stationär genauen Differenzierer und einem Beobachter mit angepasster Dynamik erlaubt eine Drehzahlregelung im typischen Drehzahlbereich eines Servoantriebs.

Die Implementierung erfolgte auf einem Testsystem, an dem auch die angegebenen Messungen durchgeführt wurden.

Synchronmaschinen für hohe Drehzahlen besitzen meist keine nennenswerten polradlage-abhängigen Induktivitätsunterschiede. Der untere Drehzahlbereich ist bei den hier vorgestellten Applikationen (Flüssigkeitspumpen und Turbomolekularpumpen) allerdings nur beim Anlauf relevant. Hier kommt im unteren Drehzahlbereich ein gesteuertes Verfahren zum Einsatz. Bereits bei sehr niedrigen Drehzahlen kann mit dem angegebenem Korrekturverfahren zum geregelten Betrieb mit Lageschätzung über den Flussschätzer gewechselt werden. Der Flussschätzer ist auch für sehr hohe Drehfrequenzen geeignet; dieses wurde experimentell nachgewiesen.

Die Übergangsbedingungen vom gesteuerten auf den geregelten Betrieb wurden aufgestellt und ein zuverlässiges Verfahren für den Übergang hieraus entwickelt.

Das gesamte Verfahren – gesteuerter Anlauf, Übergang auf den geregelten Betrieb und geregelter Hochlauf zur Solldrehzahl – wurde auf einem Frequenzumrichter implementiert. Anhand dieses Systems konnte die Eignung des Verfahrens experimentell für derartige Applikationen bis hin zur zulässigen Maximaldrehzahl nachgewiesen werden. Auch für den Fall, dass der Antrieb über eine lange Motorzuleitung und/oder einer Drossel an den Frequenzumrichter angeschlossen ist, bleibt das aufgezeigte Verfahren gültig.

Gerade bei hohen Drehzahlen ist eine genaue Extrapolation des Transfomationswinkels wichtig. Die Qualität der vorgenommenen Extrapolation konnte durch eine Betrachtung des Strombedarfs bestätigt werden.

Als Fazits dieser Arbeit lassen sich somit festhalten:

- Zur sensorlosen Regelung von Servoantrieben wurde ein neues erfolgversprechendes Vorgehen vorgeschlagen. Die Algorithmen zur Lage- und Drehzahlschätzung sind verhältnismäßig einfach aufgebaut und trotzdem unempfindlich gegenüber Parameterungenauigkeiten.

- Zur Regelung schnelllaufender Antriebe ist der Flussschätzer auch im industriellen Umfeld sehr gut geeignet. Durch geeignete Maßnahmen ist er bereits ab sehr niedrigen Drehzahlen bis hin zur Maximaldrehzahl einsetzbar.

Anhang A

Berechnungen

A.1 Aufschaltung eines Gleichanteils bei der Initialisierung

Problem: Bei der Initialisierung erfolgt die Bestimmung der d-Achse mit einem Fehler ε_{RS0}. Wird nun zur Bestimmung der Orientierung der d-Achse neben dem „hochfrequenten" Testsignal ferner ein Gleichanteil in die geschätzte d-Richtung ($\bar{i}_{\hat{d}}$) aufgeschaltet, enthält dieser Strom eine q-Komponente, die drehmomentbildend ist. Daher muss dieser Strom bezüglich Gleichanteil und Einschaltdauer begrenzt werden, um eine zu große Änderung der Rotorlage $\Delta\varepsilon_{RS}$ bei der Initialisierung zu verhindern. Diese Beschränkung erübrigt sich natürlich bei einem durch eine Bremse blockierten Rotor.

Es gelten

- die Momentengleichung

$$m_M = \frac{3}{2}\, p\, \Psi_P\, i_{Sq} \tag{A.1}$$

$$= -\frac{3}{2}\, p\, \Psi_P\, \bar{i}_{\hat{d}}\, \sin(\Delta\varepsilon_{RS} + \varepsilon_{RS0}) \tag{A.2}$$

- und die Bewegungsgleichungen

$$m_M = \frac{J}{p}\frac{d}{dt}\omega_{RS} + m_L, \qquad \omega_{RS} = \frac{d}{dt}(\Delta\varepsilon_{RS} + \varepsilon_{RS0}). \tag{A.3}$$

Wird zur Abschätzung des Extremfalls keine Last angenommen, so folgt hieraus die Differentialgleichung:

$$\frac{d^2}{dt^2}\Delta\varepsilon_{RS} = -\frac{3}{2}\, p^2\, \frac{\Psi_P}{J}\, \bar{i}_{\hat{d}}\, \sin(\Delta\varepsilon_{RS} + \varepsilon_{RS0}) \tag{A.4}$$

Dieses ist die Differentialgleichung eines mathematischen Pendels, deren exakte Lösungen die so genannten „Elliptischen Funktionen" sind, aber für kleine $\Delta\varepsilon_{RS}$ typischerweise mit Hilfe der Approximation $\sin x = x$ gelöst werden können. Mit den Substitutionen

$$\alpha = \frac{3}{2}\, p^2\, \frac{\Psi_P}{J}\, \bar{i}_{\hat{d}} \tag{A.5}$$

und

$$\varepsilon_{RS} = \Delta\varepsilon_{RS} + \varepsilon_{RS0} \tag{A.6}$$

ergibt sich die Differentialgleichung

$$\ddot{\varepsilon}_{RS} = -\,\alpha\,\varepsilon_{RS} \tag{A.7}$$

mit den beiden Randbedingungen

$$\varepsilon_{RS}(t=0) = \varepsilon_{RS0} \tag{A.8}$$
$$\dot{\varepsilon}_{RS}(t=0) = 0 \tag{A.9}$$

Hier müssen 2 Fälle unterschieden werden:

- Der Rotor befindet sich nahe der stabilen Ruhelage. Der Statorstrom „zieht“ den Rotor quasi in die Ruhelage hinein. Für die mathematische Betrachtung wird das Bezugssystem in die Stromrichtung $i_{\hat{d}}$ gelegt, ε_{RS0} ist damit voraussetzungsgemäß klein. Die DGL lautet hier

$$\ddot{\varepsilon}_{RS} = -\,\alpha\,\varepsilon_{RS}, \qquad \alpha > 0 \tag{A.10}$$

- Der Rotor liegt bezüglich des Statorstroms nahe der instabilen Ruhelage. Um wieder die Approximation für eine kleine Anfangsrotorlage verwenden zu können, beschreibt ε_0 hier den Winkel zwischen der Stromrichtung und der negativen d-Richtung. Dieses wird durch die DGL

$$\ddot{\varepsilon}_{RS} = \alpha\,\varepsilon_{RS}, \qquad \alpha > 0 \tag{A.11}$$

  beschrieben.

Im ersten Fall wird die Sinusfunktion als Lösung angesetzt:

$$\varepsilon_{RS} = X_1\,\cos(\sqrt{\alpha}t) + X_2\,\sin(\sqrt{\alpha}t) \tag{A.12}$$
$$\dot{\varepsilon}_{RS} = -X_1\,\sqrt{\alpha}\,\sin(\sqrt{\alpha}t) + \sqrt{\alpha}\,\cos(\sqrt{\alpha}t) \tag{A.13}$$
$$\ddot{\varepsilon}_{RS} = -X_1\,\alpha\cos(\sqrt{\alpha}t) - X_2\alpha\sin(\sqrt{\alpha}t) \tag{A.14}$$

Durch die Randbedingungen lässt sich die Lösung parametrieren:

$$X_1 = \varepsilon_{RS0}, X_2 = 0 \tag{A.15}$$

Für die Rotorlage ergibt sich somit

$$\varepsilon_{RS}(t) = \varepsilon_{RS0}\,\cos(\sqrt{\frac{3}{2}\,p^2\,\frac{\Psi_P}{J}\,\bar{i}_{\hat{d}}}\;t) \tag{A.16}$$

Für den zweiten Fall wird die Hyperbolikusfunktion angesetzt:

$$\varepsilon_{RS}(t) = X_1\,\sinh(\sqrt{\alpha}t) + X_2\,\cosh(\sqrt{\alpha}t) \tag{A.17}$$
$$\dot{\varepsilon}_{RS}(t) = X_1\,\sqrt{\alpha}\,\cosh(\sqrt{\alpha}t) + X_2\,\sqrt{\alpha}\,\sinh(\sqrt{\alpha}t) \tag{A.18}$$
$$\ddot{\varepsilon}_{RS}(t) = X_1\,\alpha\sinh(\sqrt{\alpha}t) + X_2\,\alpha\,\cosh(\sqrt{\alpha}t) \tag{A.19}$$

Wiederum wird die Lösung über die Randbedingungen parametriert:

$$X_1 = 0 \quad \text{und} \quad X_2 = \varepsilon_{RS0} \tag{A.20}$$

Hieraus folgt die Lösung (für kleine Auslenkungen aus der instabilen Ruhelage):

$$\varepsilon_{RS}(t) = \varepsilon_{RS0} \cosh(\sqrt{\alpha}\, t) \tag{A.21}$$

Gesucht ist nun die maximale zulässige Aufschaltdauer des Gleichanteils eines Testsignals, bis die maximal zulässige Lageänderung erreicht ist:

$$t_{\max} = \frac{1}{\alpha} \operatorname{arccosh}\left(\frac{\varepsilon_{\max}}{\varepsilon_{RS0}}\right) \tag{A.22}$$

Eine Zeitabschätzung kann nun wie folgendermaßen durchgeführt werden: Der maximale Anfangsfehler ε_{RS0} wird mit 3°, die maximal zulässige Lageänderung $\varepsilon_{\max}$ mit 6° oder 9° angesetzt. Die Werte für die arccosh-Funktion sind hierfür:

$$\operatorname{arccosh}(2) \approx 1,317 \quad \text{und} \quad \operatorname{arccosh}(3) \approx 1,763 \tag{A.23}$$

Der Faktor $1/\sqrt{\alpha}$ beträgt für die im Anhang B.1 genannte Maschine 8,31 ms, der Gleichanteil $\bar{i}_{\hat{d}} = i_N$ darf also über 11 ms bzw. über 15 ms aufgeschaltet werden.

Nach Ende der Testsignalaufschaltung besitzt der Rotor eine Endgeschwindigkeit, die ihn weiterdrehen lassen würde. Erfolgt die erste Bestromung in der stabilen Ruhelage, so ist die absolute Auslenkung beim Ende der Bestromung auf jeden Fall nicht größer. Die zweite gleichanteilbehaftete Bestromung erfolgt somit mit einem geringeren Anfangsfehler. Solange die Dauer der ersten Aufschaltung unter $t = \pi/\sqrt{\alpha}$ (Bedingung für den ersten Vorzeichenwechsel der Auslenkung) bleibt, ist diese Anfangsgeschwindigkeit bei Beginn der zweiten Gleichanteilaufschaltung der hierbei auftretenden Beschleunigung entgegengerichtet.

Im anderen Fall ist die Beschleunigung nach dem Vorzeichenwechsel des Stromgleichanteils sowohl entgegengerichtet als auch größer. Die gesamte Rotorlagenänderung wird also weniger als verdoppelt und die Rotordrehzahl ist anschließend nahe Null.

Ziel ist allerdings, dass die Orientierung der d-Achse, nicht aber die genaue Rotorlage bestimmt wird. Letztere erfolgt ja im Anschluss beim Einsetzen des geregelten Betriebs und den damit verbundenen neuerlichen Lageschätzungen.

Anhang B

Technische Daten des Prüfstands

B.1 Maschinenparameter Servomotor

Typ: PSM-21-20 G 52-310
Hersteller: System Antriebstechnik Dresden (SAT)
Geber: Heidenhain: ECN 1313

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Bemessungsspannung	U_N	330 V
Bemessungsstrom	I_N	3,1 A
Maximalstrom (Impulsbetrieb, max. 0,2s)	$I_{\max}$	$5\ I_N = 15{,}5$ A
Bemessungsdrehmoment	m_N	7 N m
Stillstandsmoment	m_0	8,4 Nm
Maximalmoment (max, 0,2s)	$m_{\max}$	$5M_{dN} = 35$ N m
Bemessungsdrehzahl	n_N	2000 min^{-1}
Bemessungsfrequenz	f_N	100 Hz
Statorwiderstand	R_S	5,4 Ω
Ständerinduktivität in d-Richtung	L_{Sd}	17 mH
Ständerinduktivität in q-Richtung	L_{Sq}	22 mH
Polradfluss	Ψ_P	0,432 V s
Polpaarzahl	p	3
Trägheitsmoment	J	0,00125 $\mathrm{kg\,m^2}$

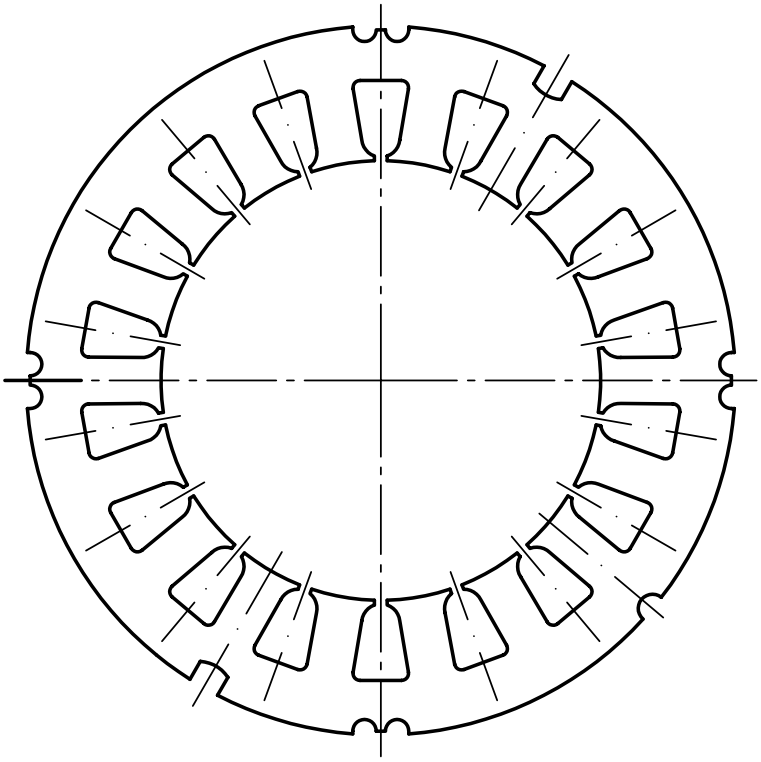

Abbildung B.1: Maßstäblich verkleinerter Blechschnitt des Statorblechs einer PSM-21-20 G 52-310. (Die Zeichnung wurde von SAD freundlicherweise zur Verfügung gestellt.)

B.2 Umrichter

Typ: MC 7404 bzw. CDD 34004
Hersteller: LUST-Antriebstechnik

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Zwischenkreisspannung	U_{ZK}	560 V
Bemessungsstrom	I_N	4 A
Schaltfrequenz	f_S	8 kHz

B.3 Modifizierter Umrichter

Modifizierter CDD 34 004 der Fa. LUST-Antriebstechnik zum Betrieb der Turbomolekularpumpe TMH 071 aus Anhang B.8

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Zwischenkreisspannung	U_{ZK}	24 V
Bemessungsstrom	I_N	4 A
Schaltfrequenz	f_S	16 kHz

B.4 Maschinenparameter Flüssigkeitspumpe

Typ: DCM 135/70/24N
Hersteller: KSB
Hersteller (Rotor): Levitec

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Bemessungsspannung	U_N	330 V
Bemessungsstrom	I_N	27 A
Bemessungsdrehmoment	m_N	15,9 N m
Bemessungsdrehzahl	n_N	5.250 min^{-1}
Bemessungsfrequenz	f_N	350 Hz
Statorwiderstand	R_S	0,05 Ω
Ständerinduktivität	L_S	0,95 mH
Polradfluss	Ψ_P	0,11 V s
Polpaarzahl	p	4
Trägheitsmoment (incl. Pumpe)	J	0,0125 $\mathrm{kg\,m^2}$

B.5 Maschinenparameter Labormaschine

Typ: MS 57 N
Hersteller: AEG

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Bemessungsspannung	U_N	330 V
Bemessungsstrom	I_N	14,8 A
Bemessungsdrehmoment	m_N	22 N m
maximales Drehmoment	$m_{\max}$	55 N m
Bemessungsdrehzahl	n_N	3000 min^{-1}
Bemessungsfrequenz	f_N	150 Hz
Statorwiderstand	R_S	0,32 Ω
Ständerinduktivität	L_S	3,7 mH
Polradfluss	Ψ_P	0,238 V s
Polpaarzahl	p	3
Trägheitsmoment (incl. Pumpe)	J	0,0035 $\mathrm{kg\,m^2}$

B.6 Elektrische Daten der Drossel incl. 250m Kabel

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Drosselwiderstand	R_D	0,3 Ω
Drosselinduktivität	L_D	3 mH

B.7 Maschinenparameter Turbomolekularpumpe 1

Typ:	TPH 2303
Hersteller:	Pfeiffer-Vacuum
Frequenzumrichter:	TCP 3000
Kühlung:	Wasserkühlung

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Bemessungsspannung	U_N	230 V
Bemessungsstrom	I_N	16 A
Bemessungsleistung	P_N	900 W
Spitzenleistung	$P_{\max}$	3 kW
Bemessungsdrehzahl	n_N	31.500 min^{-1}
Bemessungsfrequenz	f_N	525 Hz
Statorwiderstand	R_S	0,4 Ω
Ständerinduktivität	L_S	0,7 mH
Polradfluss	Ψ_P	0,028 V s
Polpaarzahl	p	1
Trägheitsmoment (incl. Pumpe)	J	0,025 $\mathrm{kg\,m^2}$

B.8 Maschinenparameter Turbomolekularpumpe 2

Typ:	TMH 071
Hersteller:	Pfeiffer-Vacuum
Frequenzumrichter:	TC 100
Kühlung:	Konvektionskühlung

Beschreibung	Formelzeichen	Wert
Bemessungsspannung	U_N	24 V
Bemessungsstrom	I_N	6,5 A
Bemessungsleistung bei Bemessungsfrequenz	P_N	70 W
Bemessungsdrehzahl	n_N	90.000 min^{-1}
Bemessungsfrequenz	f_N	1500 Hz
Statorwiderstand	R_S	0,18 Ω
Ständerinduktivität	L_S	75 μH
Polradfluss	Ψ_P	0,0016 V s
Polpaarzahl	p	1
Trägheitsmoment	J	0,00015 $\mathrm{kg\,m^2}$

B.9 DSP-Board

Beschreibung	Hersteller	Bezeichnung
DSP-Board	dSPACE	DS 1003
Schnittstellenkarte DSP-Board (Prototyping-Board)	dSPACE	DS 4201
SSI-Adapter/DSP-Board	LUST-Antriebstechnik	SSI-Adapter
SSI-Adapter/Umrichter	LUST-Antriebstechnik	DS 1003-Adapter

Literaturverzeichnis

[Ack88] Ackermann, J.: *Abtastregelung.* 3. Auflage, Springer-Verlag, 1988

[Asl01] Aslan, A.: *Bestimmung der Rotorlage von Permanenterregten Synchronmaschinen durch Ausnutzung des Nuteffekts.* Diplomarbeit, Universität Paderborn, 2001

[Bei97] Beineke, S.; Grotstollen, S.: *Praxisgerechter Entwurf von Kalman-Filtern für geregelte Synchronmotoren ohne mechanischen Sensor.* SPS/IPC/DRIVES 1997, Nürnberg, 1997

[Bei03] Beineke, S.; Kiel, J.; Nürnberger, I.: *Initialisierung des Kommutierungswinkels für lineare und rotative Synchron-Direktantriebe mit Inkrementalgeber.* SPS/IPC/DRIVES 2003, Nürnberg, 2003

[Bia00] Bianchi, N.; Bolognani, S.; Chalmers, B.: *Salient-Rotor PM Synchronous Motors for an Extended Flux-Weankening Operation Range.* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, Nr. 4, 2000, S. 1118 - 1125

[Bin00a] Binder, A.: *Comparison of Motor Types with Respect to System Integration.* Conference on Integrated Power Systems (CIPS), Bremen, 2000

[Bin00b] Binder, A.: *Analytical calculation on eddy-current losses in massive rotor parts of high-speed permanent magnet machines.* Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation & Motion (speedam2000), Ischia, Italien, 2000

[Bin02] Binder, A.: *Hochtourige Antriebe mit Permanentmagnetmaschinen und aktiver Magnetlagerung.* VDMA - Fachtagung Mechatronik, Frankfurt/Main, 2002

[Böd71] Bödefeld, T.; Sequenz, H.: *Elektrische Maschinen.* 8. Auflage, Springer-Verlag, Wien, 1971

[Bru91] Brunsbach, B.-J.: *Sensorloser Betrieb von permanenterregten Synchronmotoren und Asynchronmaschinen mit Kurzschlußläufern durch Zustandsidentifikation.* Diss., RWTH Aachen, 1991

[Bru93] Brunsbach, B.-J.; Henneberger, G.; Klepsch, Th.: *Lagegeregelte Servoantriebe ohne mechanische Sensoren.* Archiv für Elektrotechnik, Nr. 76, 1993, S. 335-341

[Bru97] Brunotte, C.; Schumacher, W.: *Detection of the starting rotor angle of a PMSM at standstill.* IEEE European conference on Power Electronics (EPE), Trondheim, 1997, S. 1.250 - 1.253

[Bün98] Bünte, A.: *Selbsteinstellender Antrieb mit drehmomentoptimal betriebenem Asynchronmotor.* Diss., Universität Paderborn, 1998

[Che01] Chen, Z.; Tomita, M.; Ichikawa, S.; Doki, S.; Okuma, S.: *Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor by Estimation of an Extended Electromotive Force.* IEEE Industry Applications Conference (IAS), Piscataway, NY, 2000

[Chu99] Chung, D.-W.; Kang, J.-K.; Sul, S.-K.: *Initial Rotor Position Detection of PMSM at Standstill Without Rotational Transducer.* IEEE International Electrical Machines and Drives Conference (IEMDC'99), 1999, S. 785 - 787

[Cor96] Corley, M.; Lorenz, R.: *Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds.* IEEE Industry Applications Conference (IAS), San Diego, 1996, S. 36 - 41

[Cor98] Corley, M.; Lorenz, R.: *Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds.* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, Nr. 4, 1998

[Del90] Deleroi, W.; Kovacs, K. P.: *Einfluss der Eisensättigung auf die Hauptfeldverteilung in Drehfeldmaschinen am Beispiel der Induktionsmaschine.* etz Archiv, Bd. 12, H. 11, 1990, S. 363 - 370

[Dem87] Demel, W.: *Baugröße und Verluste von permanenterregten Synchronmaschinen bei unterschiedlichem Verlauf des Stroms.* Diss., RWTH Aachen, 1987

[Fin98] Finlayson, P.T.: *Output Filter for PWM Drives with Induchtion Motors.* IEEE Transaction on Industrial Applications, 1998

[Föl94] Föllinger, O.: *Regelungstechnik.* 8. Auflage, Hüthig Buch Verlag, Heidelberg, 1994

[Fri00] Fritsche, C.: *Digital geregelter Frequenzumrichter mit Ausgangsfilter für schnelle Maschinen.* Diss., ETH Zürich, 2000

[Gar79] Gardner, F.M.: *Phase Lock Techniques.* John Wiley and Sons, Inc., 1979

[Göt98] Götz, O.: *Polradorientierte Regelung einer Synchronmaschine mit Zustandsschätzung durch linearen Beobachter und Flußschätzer.* Diplomarbeit, Universität Paderborn, 1994

[Gro95] Grotstollen, H.: *Regelung elektrischer Antriebe*, Skript zur gleichnamigen Vorlesung, Universität Paderborn, 1995

[Höv98] Hövermann, M.; Orlik, B.; Schumacher, U.: *Sensorlose Drehzahlregelung von Drehstrom-Asynchronmaschinen in Feldkoordinaten.* 43rd International Scientific Coloquium Technical University of Ilmenau, Ilmenau, 1998

[Höv99] Hövermann, M.; Orlik, B.; Schumacher, U.; Schümann, U.: *Operation of Speed Sensorless Induction Motors using open Loop Control at Low Frequency.* IEEE European conference on Power Electronics (EPE), Lausanne, 1999

[Hop02] Hoppe, S.: *Untersuchung von Regelverfahren für permanenterregte Synchronmaschinen ohne mechanische Drehgeber.* Diplomarbeit, Universität Paderborn, 2002

[Jan93] Jansen, P.L.; Lorenz, R.D.: *Method and apparatus for transducerless position and velocity estimation in drives for AC machines.* US5585709, 1993

[Jan95] Jansen, P.L.; Lorenz, R.D.: *Method and apparatus for transducerless position and velocity estimation in drives for AC machines.* US55655752, 1995

[Jur03] Jurisch, F.: *Nutrasten in elektrischen Maschinen: Neue Betrachtungsweisen und Maßnahmen zur gezielten Beeinflussung.* SPS/IPC/DRIVES 2003, Nürnberg, 2003

[Kie00] Kiel, J.; Beineke, S.; Bünte, A.: *Bestimmung von arbeitspunktabhängigen Maschinenparametern bei Synchronmaschinen.* SPS/IPC/DRIVES 2000, Nürnberg, 2000

[Kie01a] Kiel, J.; Grotstollen, H.: *Rotor Position Estimation of Permanent Magnet Synchronous Machines for Low Speed and Standstill.* 3rd Research Symposium of Young Scientists, Tallinn Technical University, Tallinn, 2001

[Kie01b] Kiel, J.; Beineke, S.; Bünte, A.: *Sensorlose Regelung permanent erregter Synchronmaschinen im unteren Drehzahlbereich und Stillstand.* SPS/IPC/DRIVES 2001, Nürnberg, 2001

[Kie02a] Kiel, J.; Beineke, S.; Bünte, A.: *Sensorless speed control of permanent magnet synchronous machines for low speed and standstill.* PCIM 02, Nürnberg, 2002

[Kie02b] Kiel, J.; Beineke, S.; Bünte, A.: *Sensorless torque control of permanent magnet synchronous machines over the whole operation range.* European conference on Power Electronics (EPE-PEMC), Dubrovnik, 2002

[Kie03a] Kiel, J.; Koch, U.; Bünte, A.: *Closed loop control of high speed permanent magnet synchronous machines for industrial applications.* PCIM 03, Nürnberg, 2003

[Kie03b] Kiel, J.; Koch, U.: *Strategies for closed loop control of high speed permanent magnet synchronous machines for industrial applications.* European conference on Power Electronics and Applications (EPE), Toulouse, 2003

[Kle69] Kleinrath, H.: *Vorausberechnung der Reaktanzen und Zeitkonstanten von Schenkelpol-Synchronmaschinen mit geblechtem Polläufer.* Archiv für Elektrotechnik 52, 1969

[Kle95] Klepsch, Th.: *Sensorlose Lageregelung permanenterregter Synchronservomotoren.* Diss., RWTH Aachen, 1995

[Lor96] Lorenz, R. D.: *Self-Sensing Methods – Wide Bandwidth Position & Velocity Sensing at any Speed, incl. Zero.* Tutorial at the IEEE Industry Applications Conference (IAS), San Diego, 1996

[Lu00a] Lu, T.; Binder, A.; Pfeiffer, R.: *Rotor losses in permanent magnet high-speed machines. International Conference on Electrical machines (ICEM2000)*, Espoo, Finland, 2000

[Lu00b] Lu, T.; Binder, A.; Pfeiffer, R.: *Wirkungsgradverbesserungen bei Hochdrehzahlantrieben.* SPS/IPC/DRIVES 2000, Nürnberg, 2000

[Lu01] Lu, T.; Binder, A.: *Experimental Investigation of the Additional Losses in Permanent Magnet High-Speed Machines under Inverter Operation.* Spring Annual Conference 2001 KIEE/EMECS, The International Session on EHV Class GCB/GIS Technology & High Speed Rotating Machine Technology, Jeju, Korea, 2001

[Lu02a] Lu, T.; Binder, A.: *Analytical and Experimental Analysis of Losses in Inverter-fed Permanent Magnet High-speed Machines with Surface-mounted Magnets.* 15th International Conference on Electrical Machines (ICEM2002), Brugge, Belgien, 2002

[Lu02b] Lu, Tong; Binder, A.: *Losses in Inverter-Fed Permanent Magnet high-speed Machines.* Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation & Motion (SPEEDAM 2002), Ravello, Italien, 2002

[Mat99] Matthes, P.; Jandt, R.; Fischbach, P.: *Hochgeschwindigkeitsantriebe mit feldorientierter Regelung.* SPS/IPC/Drives, Nürnberg, 1999

[Mor92] Moreira, J. C. ; Lipo, T. A.: *Modelling of Saturated ac Machines Including Air Gap Flux Harmonic Components.* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, No. 2, 1992, S. 343 - 349

[Neu01] Neumeier, M.: *Sensorlose Drehzahlregelung permanenterregter Synchronmaschinen durch Nachlaufsynchronisation.* Studienarbeit, Universität Paderborn, 2001

[Nie01] Niemelä, M.; Luukko, J.; Pyrhönen, J.: *Position Sensorless PMSM DTC-Drive for Industrial Applications.* European conference on Power Electronics (EPE), Graz, 2001

[Oga96] Ogasawara, S.; Akagi, H.: *An Approach to Real-Time Position estimation at Zero and Low Speed for a PM Motor Based on Saliency.* IEEE Industry Applications Conference (IAS), San Diego, 1996, S. 29 - 35

[Öst95] Östlund, S.; Brokemper, M.: *Initial Rotor Position Detection for an Integrated PM Synchronous Motor Drive.* IEEE Industry Applications Conference (IAS), 1995, S. 741 - 747

[Par00] Paralisiti, F.; Petrella, R.; Tursini, M.: *Initial Rotor Position Estimation Method for PM Motors.* IEEE Industry Applications Conference (IAS), Piscataway, NY, 2000

[Par01] Paralisiti, F.; Petrella, R.; Tursini, M.: *Sensorless speed control of a PM Synchronous Motor based on Sliding Mode Observer and Extended Kalman Filter.* IEEE Industry Applications Conference (IAS), Chicago, 2001

[Sch02] Schroedl, M.; Lambeck, M.; Robeischl, E.: *Implementation of the INFORM Method in a commercial converter.* PCIM 02, Nürnberg, 2002

[Sch96] Schroedl, M.: *Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill Based on the "INFORM" Method.* IEEE Industry Applications Conference (IAS), San Diego, 1996, S. 270 - 277

[Schm96] Schmidt, P.; Wijenayake, A.: *Sensorless Control of a Permanent Magnet Synchronous Machine Down to Near Zero Speed Applied to Position Motion Control.* IEEE Industry Applications Conference (IAS), San Diego, 1996, S. 21 - 28

[Sch95] Scholl, F.: *Reduzierung der Drehmomentwelligkeit von permanenterregten Synchronmaschinen.* Diss., Universität Stuttgart, 1995

[Sch04] Schütte, F.: *Automatisierte Reglerinbetriebnahme für elektrische Antriebe mit schwingungsfähiger Mechanik.* Diss., Universität Paderborn, 2004

[Sta93] Staudt, V.: *Zusammenhänge zwischen dem Sättigungsverhalten und der Ständer-Flußverkettung von Drehfeldmaschinen.* VDI-Fortschrittsberichte, Reihe 21, Nr. 141, Diss., Ruhr-Universität Bochum, 1993

[Sti99] Stiebler, M.; Li, Y.: *Detection of the Rotor Position of a Permanent-Magnet Synchronous Motor at Standstill.* ETEP, Vol. 9, Nr. 1, 1999, S. 43 - 47

[Syt02] Syttkus, K.; Matthes, P.: *Feldorientierte Regelung schnelldrehender Synchronmaschinen mit einfachem Drehgeber.* SPS/IPC/Drives, Nürnberg, 2002

[Tie93] Tietze, U.; Schenk, Ch.: *Halbleiter-Schaltungstechnik.* Springer-Verlag, 10. Auflage, 1993

[Vas98] Vas, P.: *Sensorless Vector and Direct Torque Control.* Oxford University Press, Oxford, GB, 1998

[Vas01] Vas, P.; Rashed, M.; Stronach, A.; Joukhadar, A.; Ng, C.; Duits, J.; Holweg, E.: *Sensorless Drives, State-of-the-art.* PCIM 01, Nürnberg, 2001

[Vog96] Vogel, K.: *Berechnung elektrischer Maschinen.* VCH Verlagsgeselschaft mbH, Weinheim, 1996

[Weh80] Wehrmann, W.: *Korrelationstechnik, ein neuer Zweig der Betriebsmeßtechnik.* 2. Auflage, expert verlag, Grafenau/Württ., 1980

[Wer00] Wertz, H.; Pottharst, A.: *Rundlaufoptimale Regelung von elektrischen Antrieben.* SPS/IPC/DRIVES 2000, Nürnberg, 2000

[Wül96] Wüllner, J.: *Implementierung einer polradorientierten Regelung ohne mechanischen Sensor für Synchronmaschinen mit Zustandsschätzung durch ein Kalman-Filter.* Studienarbeit, Universität Paderborn, 1996

[You00] Yousfi, D.; Azizi, M.; Saad, A.: *Robust Rotor and Speed Estimation Algorithm for Permanent Magnet Synchronous Drives.* IEEE Industry Applications Conference (IAS), Piscataway, NY, 2000

[Zhu01] Zhu, G.; Kaddourie, A.; Dessaint, L.; Akhrif, O.: *A Nonlinear State Observer for a Sensorless Contral of a Permanent-Magnet AC Machine.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.48, No. 6, 2001, S. 1098 - 1108